TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 3

LIRE 350

Anno XXIX - Marzo 1957

Scandiani

Caratteristiche principali:

- ★ Tre anime deossidanti
- ★ Resina esente da cloro
- ★ Massima velocità di saldatura
- ★ Sviluppo minimo di fumo

non corrode la punta dei saldatori

CONFORME ALLA NORMA INGLESE M. O. S. DTD/599.

energo super extra

ENERGO ITALIANA MILANO

VIA CARNIA 30 - TELEF. 287.166

- Valvole termojoniche riceventi per radio e televisione
- Valvole subminiatura ed altri tipi speciali
- Valvole trasmittenti di ogni tipo e potenza
- Tubi a onde progressive
- Triodi e thyratrons per applicazioni industriali

- Triodi per marconiterapia
- Valvole con filamento a tungsteno toriato per apparati elettromedicali
- Tubi e valvole per raggi "X"
- Diodi al germanio e al silicio
- Transistori
- Quarzi piezoelettrici

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

MILANO - VIA GUASTALLA, 2 - TEL. 700.335 - 700.535

Stabilimenti: PAVIA - Via Fabio Filzi, 1 ● **FIRENZE** - Via Panciatichi, 70

MILANO - VIA ANTONIO DA RECANATE, 5 - TELEFONO 278.855

"La marca più richiesta"

TELEVISORI 17" - 21"

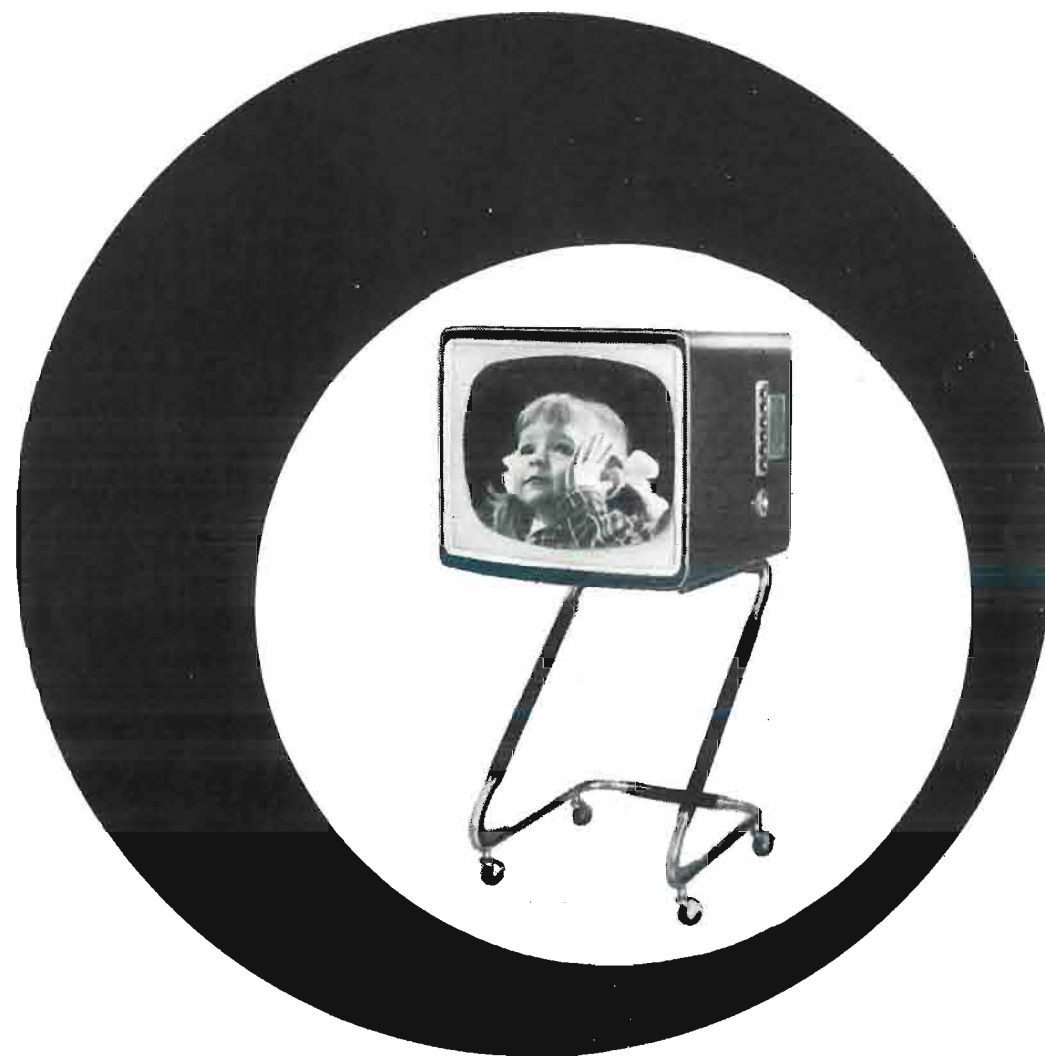
TUBO CATODICO ORIGINALE AMERICANO

DUMONT *

DISTRIBUTORE:

MILANO - VIA LAZZARETTO 17-14

TELEFONI: 664.147 - 652.097

* *La più grande produzione del Mondo di tubi a raggi catodici.*

Mod. 21 C 63

il classico televisore da 21"
dotato di un originale
ed elegante supporto a rotelle

Lit. 215.000

una produzione di alta qualità
ottenuta in virtù di una specializzata
tecnica costruttiva

RADIO ALLOCCHIO BACCHINI

VOLTOSCOPIO GR. 23

● Un occhio perfetto, un metro preciso al vostro servizio

● Controllo simultaneo di forme e ampiezze di tutti i segnali

● **Volt-ohmmetro**

● **Capacimetro**

● **Oscilloscopio**

PRINCIPALI CARATTERISTICHE

Oscilloscopio - amplificatore verticale

BANDA LARGA: da 5 Hz a 5 MHz. SENSIBILITA' max 100 mV eff./cm.

BANDA STRETTA: da 5 Hz a 500 KHz. SENSIBILITA' max 10 mV eff./cm.

MISURA DI TENSIONE DA PICCO A PICCO: da 0,15 Volt a 1500 Volt p.p.

CONTROLLO DI TARATURA dell'amplificatore verticale per la misura di tensioni da picco a picco di una qualsiasi forma d'onda mediante l'impiego dello strumento indicatore del Voltohmmetro elettronico.

Oscilloscopio - amplificatore orizzontale

RISPOSTE DI FREQUENZA: da 5 Hz a 500 KHz. SENSIBILITA': max 300 mV eff./cm.

ASSE TEMPI: da 15 Hz a 30 KHz in 4 gamme. Soppressione della traccia di ritorno in tutto il campo di frequenza.

SINCRONIZZAZIONE: interna positiva, interna negativa, esterna e dalle rete.
E' possibile regolare la fase della tensione a frequenza di rete impiegata per la deviazione orizzontale.

Voltohmmetro - Capacimetro

TENS. C.C.: 1.5 - 15 - 150 - 500 - 1500 Volt. f.s. positive e negative rispetto a massa. Impedenza di ingresso: 11 MΩ in tutte le portate.

TENS. C.A.: 1.5 - 15 - 150 - 500 - 1500 Volt. efficaci f.s. per tensioni sinusoidali.

RESISTENZE: da 0 a 1000 MΩ in 5 portate. Valori di centro scala: 100 - 1000 - 10000 Ω - 0,1 - 10 MΩ.

CAPACITA': da 100 pF a 1000 μF. Valori di centro scala: 500 pF - 50000 pF - 0.5 μF - 5 μF - 50 μF.

UNA s.r.l. APPARECCHI RADIOELETTRICI
MILANO Via Cola di Rienzo, 53ª - Telefoni 47.40.60 - 47.41.05

TELEFUNKEN
RADIO TELEVISIONE

Televisori **TELEFUNKEN** con schermo **"Sight-Savers„** (protegge la vista)

I TRE CLASSICI DELLA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Baby Star

Mignonette M. F.

Domino

I laboratori Telefunken, che realizzano da oltre 50 ANNI i propri apparecchi in tutti i loro dettagli, dallo chassis alle valvole, costituiscono una garanzia che è tradizione di un prodotto di piena fiducia e di sicuro rendimento.

Radiotelevisione
TELEFUNKEN
la marca mondiale

TELEFUNKEN Radio Televisione S. p. A. - MILANO - P.zza Bacone 3 - Tel. 278.556 (aut.)

GELOSO

NUOVA LINEA ESTETICA

Moderna
Gradevole
Razionale

RADIORICEVITORI

PER MODULAZIONE D'AMPIEZZA
E
PER MODULAZIONE D'AMPIEZZA E DI FREQUENZA

G 315 - G 325 - G 350 - G 360 - G 365

RICHIEDERE ILLUSTRAZIONI E DATI

GELOSO • VIALE BRENTA, 29 • MILANO 808

MILANO - VIA PANTELLERIA, 4
TELEFONI: 991.267 - 991.268

SEZIONE COMMERCIALE

GENERATORE TV e FM Mod. 855

GENERATORE SEGNALI TV Mod. 153

OSCILLOGRAFO Mod. 655

OSCILLOGRAFO Mod. 1251

VOLTMETRO ELETTRONICO MOD. 356

VOLTMETRO ELETTRONICO Mod. 753/B

VISITATECI alla Fiera di Milano - Stands N. 33321 - 33322

La

ORGAL RADIO

DI ORIOLI

APPARECCHI RADIO E T. V. - PARTI STACCATE

MILANO - VIALE MONTENERO 62, TEL. 585.494

presenta due nuovi ricevitori:

Mod. UCM 561 - FM

Supereterodina a 6 valvole: ECC. 85, ECH. 81, EF. 89, UABC. 80, UL. 41, UY. 41. - Gamme: MEDIE/FM - Alimentazione: Con autotrasformatore per reti da 110 a 220 V. - Altoparlante: alnico V° - Mobile in materiale plastico - Dimensioni: cm. 27 × 17 × 13,5.

Mod. 562

Supereterodina a 5 valvole serie miniatura: 6BA6, 6 BE 6, 6 AT 6, 6 AQ 5, 6 × 4 - Gamme: Medie, Corte, Fono - Alimentazione: Con autotrasformatore per reti da 110 a 220 V. - Altoparlante: alnico V° - Mobile: in materiale plastico - Dimensioni: cm. 25 × 15,5 × 14.

SIMPSON

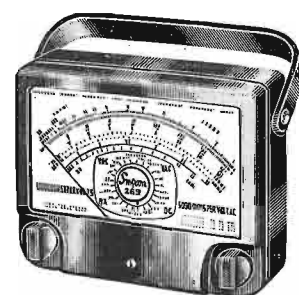
ELECTRIC COMPANY (U. S. A.)

STRUMENTI CHE MANTENGONO LA TARATURA

260

IL TESTER DI PRECISIONE PIU' POPOLARE NEL MONDO

29 PORTATE

volt - ohm - milliampere
1.000 ohm per volt c. a.
20.000 ohm per volt c. c.
Si può fornire 1 probe per 25.000 volt c. c. e 1 probe per 50.000 volt c. c.

Volt - ohm - milliampere

MOD. 269

100.000 ohm V c.c.

33 PORTATE

il più sensibile tester attualmente esistente - scala a grande lunghezza 155 mm.

MOD. 479

GENERATORE DI SEGNALI TV-FM

comprende 1 generatore Marker con cristallo di taratura, 1 generatore FM Preciso, robusto, pratico, maneggievole

ALTRI STRUMENTI SIMPSON

Nuovo Mod. 498 A e 498 D Misuratore d'intensità di campo - usabile in città o campagna - funzionamento con batteria o in corrente alternata.

Mod. 1000 Provavalvole a conduttanza di placca con possibilità di rapide prove con letture in ohm per le dispersioni e i corti circuiti.

Mod. 480 Genescope è uguale al generatore Mod. 479 però è completo di oscilloscopio da 3".

Nuovo Mod. 458 Oscilloscopio a 7" - ideale per il servizio TV a colori ed a bianconero.

Mod. 303 Voltmetro elettronico - strumento universale per misure in c.c. r.f. ed ohm.

Mod. 262 Volt - ohm - milliamperometro - scala a grande lunghezza - 20.000 Ω/V in c.c. e 5000 Ω/V in c.a.

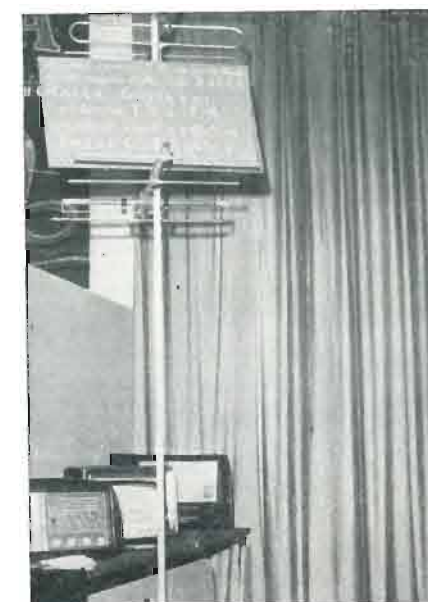
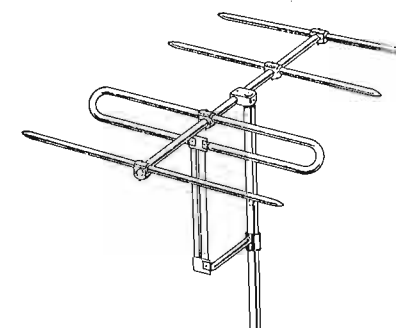
Agente esclusivo per l'Italia:

Dott. Ing. MARIO VIANELLO

Via L. Anelli, num. 13 - MILANO - Telefono 553.081

RACCA - Via Rondaccio, 22 Tel. 2386 - VERCELLI

ANTENNE ***TV*** ED ***MF***

IMPIANTI SINGOLI E COLLETTIVI

Antenne per TV di massimo guadagno, perfetti in adattamento e taratura, montaggio rapido e sicuro.

Antenne con rivestimento in materia plastica con ossidazione anodica.

Tutti gli accessori per impianti.

Cercansi rappresentanti per zone libere

MARZO 1957

XXIX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

La Pubblicità alla TV

E' noto che esistono due metodi fondamentali per effettuare la pubblicità radiofonica o televisiva.

Uno di essi è quello della presentazione prepotente e sfacciata di un prodotto decantandone qualità e virtù; ed è quello che più irrita lo spettatore costretto suo malgrado a sorbirsi il « pistolotto ».

L'altro metodo consiste nell'allestire un buon « numero » di programma, piacevole ed interessante, in tutto analogo ai programmi ordinari non pubblicitari; la sola differenza nei rispetti di questi ultimi è che il « numero » viene preceduto e seguito da un breve e garbato annuncio nel quale è detto che tale « numero » è offerto dalla Ditta X produttrice del prodotto Y ecc. ecc.

E' questa indubbiamente la forma migliore e più gradita ad un pubblico pagante e che ha perciò diritto ad ogni riguardo.

Manco a dirlo, la nostra TV ha voluto esordire proprio col primo sistema più antipatico e sgradito.

E' ben vero che a giustificazione di tale orientamento vi è la ragione del tempo limitatissimo a disposizione, e che tale sistema è largamente usato anche negli U.S.A. ed in Inghilterra.

Si dimentica però che in quei due Paesi, lo spettatore non paga nulla per le trasmissioni pubblicitarie (ed in Inghilterra ha la scelta del programma non pubblicitario): inoltre le trasmissioni pubblicitarie secondo il primo metodo accennato sono sempre contenute entro limiti molto ristretti ed in orari più adatti.

Purtroppo, è doveroso notarlo, il primo mese di trasmissioni pubblicitarie « Carosello », passata la prima impressione di novità, ha rivelato esattamente quanto si poteva prevedere: cioè un'ostilità crescente nei telespettatori a tale genere di imbonimento forzato. Ciò che salva la situazione oggi è fortunatamente la brevità di « Carosello »; e già non sono pochi coloro che spengono il televisore, per riaccenderlo dieci minuti dopo, per assistere al programma regolare.

Comunque questa maldestra introduzione della pubblicità nella TV italiana, non fa che suffragare quanto abbiamo esposto nel nostro editoriale dello scorso numero.

Lo scrivente ha avuto occasione di partecipare ad una riunione svoltasi a Londra nei primi giorni del corrente mese di marzo, fra esperti di pubblicità radiofonica e televisiva; erano presenti rappresentanti dell'Ente commerciale privato (I.T.A.) e della B.B.C.

Si è appreso, durante la discussione, che la I.T.A. dopo il primo periodo di assestamento in perdita (d'altronde già logicamente previsto nel piano finanziario) sta ora riprendendosi verso un ragionevole profitto.

E' stata saggiata mediante un'inchiesta a largo raggio l'opinione e la reazione del pubblico dopo il primo anno d'esercizio: come dicevo poc'anzi, la maggioranza del pubblico non gradisce nelle ore serali di maggiore ascolto il piccolo annuncio o « sketch » pubblicitario ma desidera buoni numeri di programma offerti con brevi e garbati annunci.

Anche l'annuncio se viene effettuato da attraenti e brillanti ragazze o da noti e simpatici attori può divenire interessante e gradito. —

I piccoli imbonimenti e gli « sketches », sono invece meglio tollerati in altre ore del giorno ove gli spettatori sono di una determinata categoria (moda, cucina, ménage familiare, musica incisa, bambini, cultura generica, ecc.).

(il testo segue a pag. 131)

La Linea di Trasmissione per Antenne TV

In generale le antenne trasmittenti vengono installate lontano dai trasmettitori TV. Di qui la necessità di convogliare l'energia a RF, dai trasmettitori all'antenna, mediante una apposita linea di alimentazione. Essa deve garantire il trasferimento dell'energia RF senza perdite e non deve praticamente irradiare. Solitamente si usano cavi a elementi coassiali. L'impedenza caratteristica si aggira sui 60 ohm e talora i cavi sono a tenuta stagna ed alto isolamento.

dott. ing. Antonio Nicolich

1. - LA LINEA DI TRASMISSIONE.

In trasmissione si presenta il problema di far pervenire i segnali modulati video e audio dall'uscita degli stadi finali di potenza dei trasmettitori, all'antenna che è necessariamente sempre alquanto dislocata da questi. Il trasporto dell'energia RF modulata deve essere effettuata mediante una linea di una lunghezza fisica non indifferente, senza provocare distorsioni di ampiezza e di fase, o perdite sensibili di potenza. In TV trattandosi di portanti ultracorte, la lunghezza d'onda dell'oscillazione dei segnali è piccola rispetto alla lunghezza della linea di trasmissione, il che fa sorgere difficoltà inesistenti nel campo delle onde lunghe e medie.

La linea è costituita da un conduttore di andata e uno di ritorno, paralleli tra loro; la tensione fra i due conduttori è variabile continuamente da punto a punto e presenta una serie di massimi e di minimi. Analogamente la corrente subisce in ogni istante delle variazioni. La fig. 1 schematizza in a) una linea di trasmissione, in b) mostra il suo circuito equivalente. Tale linea è caratterizzata dalle grandezze specifiche per unità di lunghezza: L_o induttanza, C_o capacità, R_o resistenza, G_o conduttanza; gli elementi dissipativi sono

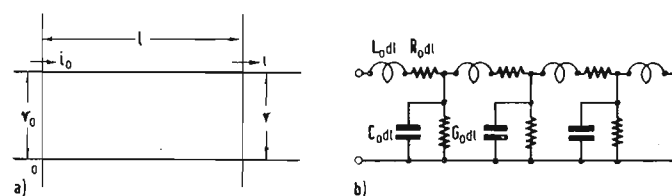



Fig. 1 - Linea di trasmissione bifilare: a) linea; b) circuito equivalente.

dovuti alla resistenza dei conduttori costituenti la linea e all'imperfetto isolamento del materiale isolante interposto fra i due fili di linea.

Le variazioni infinitesime della tensione dv e della corrente di sono legate per ogni elemento infinitesimo di lunghezza dl della linea, alle quattro costanti suddette, dalle relazioni differenziali:

$$dv = -(R_o + j\omega\, L_o)\; i\; dl \qquad [1]$$

$$di = -(G_o + j\omega\, C_o)\; v\; dl \qquad [1']$$

Il sistema e equazioni [1], [1'] caratterizza il comportamento della linea, quando se ne siano trovate le soluzioni, ossia i valori delle incognite v ed i.

Nel caso generale le soluzioni in parola sono assai laboriose da ottenersi; è lecito introdurre la semplificazione di ritenere trascurabile l'effetto della conduttanza G_o, e di ritenere molto piccolo il rapporto $R_o/\omega L_o$ rispetto all'unità; in tali ipotesi le soluzioni delle [1] e [1'] sono date dalle:

$$v = v_o \exp\,(-\alpha l - j\beta l) \qquad [2]$$

$$i = i_o \exp\,(-\alpha l - j\beta l) \qquad [2']$$

dove con v_o, i_o ed l si sono designate la tensione e la corrente di entrata alla sezione iniziale della linea, la lunghezza della linea alla sezione distante l da quella iniziale, mentre le costanti α e β sono le seguenti funzioni delle grandezze caratteristiche per unità di lunghezza:

$$\alpha = \frac{R_o}{2}\left(\frac{C_o}{L_o}\right)^{1/2} \qquad [3]$$

$$\beta = \omega\, L_o \left(\frac{C_o}{L_o}\right)^{1/2} = \omega\,(L_o\, C_o)^{1/2} \qquad [3']$$

α è il fattore di attenuazione, β è il fattore di fase; il numero complesso $\alpha + j\beta$ chiamasi fattore di propagazione

La velocità di propagazione dell'energia lungo la linea è calcolabile con la:

$$v_{el} = (L_o\, C_o)^{-1/2} \qquad [4]$$

La lunghezza λ dell'onda incidente vale:

$$\lambda = v_{el}\, T = \frac{v_{el}}{f} = \frac{2\,\pi\, v_{el}}{\omega} = \frac{2\,\pi}{\omega\,\sqrt{L_o\, C_o}} \qquad [5]$$

Allora il fattore di fase β ha l'espressione:

$$\beta = \omega\,\sqrt{L_o\, C_o} = 2\,\pi/\lambda \qquad [6]$$

Usando le equazioni ora stabilite si perviene per la impedenza di ingresso Z_i di una linea di lunghezza semi infinita, all'espressione:

$$Z_i = \left(\frac{L_o}{C_o}\right)^{1/2} \cdot \left(1 - \frac{j\, R_o}{2\,\omega\, L_o}\right) \qquad [7]$$

Nel caso generale di G_o non trascurabile si definisce impedenza caratteristica della linea la grandezza:

$$Z_c = \left(\frac{R_o + j\,\omega\, L_o}{G_o + j\,\omega\, C_o}\right)^{1/2} \qquad [8]$$

Nel caso di G_o e R_o trascurabili l'impedenza caratteristica si riduce alla semplice espressione:

$$Z_c \approx \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2} \qquad [9]$$

alla quale si riduce anche la [7] per $R_o = o$.

In pratica si usa la [9] per esprimere l'impedenza di una linea di lunghezza finita chiusa ad un estremo sulla sua impedenza caratteristica. Ciò significa che una tale linea si comporta come un'impedenza di valore coincidente con la sua stessa impedenza caratteristica. L'approssimazione introdotta dalla [9] è lecita in quanto nelle linee che ci interessano il termine immaginario $j\, R_o/2\,\omega\, L_o$ della [7] è minore dell'1 % e quindi trascurabile. La considerazione dell'impedenza caratteristica è della massima importanza per la determinazione delle proprietà della linea, prima fra tutte quella di assenza di riflessioni e onde stazionarie lungo la linea.

Quando la linea è chiusa sopra un'impedenza Z_u di uscita diversa da Z_c ad un estremo, lo studio teorico delle linee conduce alle seguenti espressioni per la impedenza Z_i di entrata, per la tensione v_u e la corrente i_u di uscita, in funzione della lunghezza l, di Z_u, della tensione v_i e della corrente i_i di entrata, cioè all'altro estremo della linea (opposto a quello chiuso su Z_u):

$$Z_i = Z_c\, \frac{Z_u\, \mathrm{Ch}\, ml + Z_c\, \mathrm{Sh}\, ml}{Z_u\, \mathrm{Sh}\, ml + Z_c\, \mathrm{Ch}\, ml} \qquad [10]$$

$$v_u = v_i\, \frac{Z_u}{Z_u\, \mathrm{Ch}\, ml + Z_c\, \mathrm{Sh}\, ml} \qquad [11]$$

$$i_u = i_i\, \frac{Z_u}{Z_u\, \mathrm{Sh}\, ml + Z_c\, \mathrm{Ch}\, ml} \qquad [12]$$

dove m è una funzione della resistenza e induttanza per unità di lunghezza e della lunghezza d'onda; precisamente

$$m = \frac{\pi\, R_o}{\lambda\,\omega\, L_o} + \frac{2\,\pi\, j}{\lambda}\,.$$

Essendo la linea terminata su impedenza diversa da quella caratteristica, si hanno riflessioni di energia che ripercorre la linea in senso inverso; le [10] [11] e [12] rispecchiano questo stato di cose.

Assegnando alla linea una lunghezza l pari $\lambda/2$, o a $\lambda/4$, o a $\lambda/8$ si ottengono delle proprietà interessantissime, che rendono le linee preziose per molte applicazioni (trasformatori di impedenza ecc.). L'impedenza di una linea in mezza onda corto circuitata ad un estremo, vale:

$$Z_i = \frac{R_o\, \lambda}{4} \qquad [13]$$

e la linea oscilla come un circuito risonante serie. La stessa linea in $\lambda/2$ con un estremo aperto (caricata cioè con $Z_u = \infty$) presenta un'impedenza di entrata

$$Z_i = \frac{4\, L_o}{R_o\, C_o\, \lambda} \qquad [14]$$

e si comporta come un circuito risonante parallelo.

Chiudendo la linea $\lambda/2$ con un'impedenza Z_u poco diversa da $Z_c \approx \sqrt{L/C}$, si ha che l'impedenza di entrata Z_i è circa uguale a quella terminale Z_u, ossia l'impedenza di uscita viene trasferita all'ingresso:

$$Z_i \approx Z_u \qquad [15]$$

La linea in quarto d'onda si comporta in modo sostanzialmente diverso. Infatti mettendo in corto circuito l'estremo di uscita ($Z_u = O$) l'impedenza di entrata vale:

$$Z_i = \frac{8\, L_o}{R_o\, C_o\, \lambda} \qquad [16]$$

la linea equivale allora a un circuito risonante parallelo. Quando invece l'estremo di uscita è aperto ($Z_u = \infty$), la Z_i risulta:

$$Z_i = \frac{R_o\, \lambda}{8} \qquad [17]$$

e la linea equivale ad un circuito risonante serie. Infine per la linea in quarto d'onda vale la seguente relazione fondamentale fra le impedenze terminali e quella caratteristica:

$$Z_c = (Z_i\, Z_u)^{1/2} \qquad [18]$$

Una linea in $\lambda/8$ aperta ad un estremo presenta un'impedenza di entrata $Z_i = Z_c$ ed un angolo di sfasamento in anticipo di 90°. L'impedenza si conserva uguale a Z_c anche se la linea in $\lambda/8$ è corto circuitata ad un estremo, ma in questo caso l'angolo di sfasamento è un ritardo anzichè un anticipo.

Si ricorda che la lunghezza elettrica di una linea non coincide esattamente con quella ricavabile dall'espressione $\lambda = 3 \cdot 10^5$ (km/s)/f, in quanto la presenza del dielettrico tra i due fili di linea rallenta la propagazione, per cui la velocità dell'onda lungo la linea è minore di $3 \cdot 10^5$ km/sec; si deve perciò considerare il noto fattore di velocità k (sempre minore di 1) caratteristico di ogni dielettrico interposto tra i conduttori costituenti la linea. Allora la lunghezza l della linea risulta uguale a $k\lambda/2$, $k\lambda/4$, $k\lambda/8$ rispettivamente per le linee risonanti esattamente a $\lambda/2$, $\lambda/4$ e $\lambda/8$. Se per esempio una linea in quarto d'onda viene cortocircuitata ad un estremo prima dell'esatta lunghezza elettrica $k\lambda/4$, essa assume un carattere reattivo approssimandosi ad una pura capacità limite di valore $C_o\, l$. Queste linee risonanti trovano importantissime applicazioni nei circuiti accordati, nei trasformatori e nei filtri per la soppressione di banda per onde ultracorte. La linea in cavo coassiale, formata da due conduttori cilindrici conassici, isolati da distanziatori a basse perdite, avente come dielettrico praticamente solo aria, viene molto usata per il trasferimento di energia ad altissima frequenza per il suo alto rendimento e per le sue basse perdite per irradiazione.

Per il calcolo diretto dell'impedenza caratteristica della linea coassiale si suppone che, per l'effetto pelle, la corrente interessi solo la superficie esterna dei conduttori, per cui l'induttanza interna è priva di influenza; si ammette inoltre che sia $c = (L_o\, C_o)^{-1/2} = 3 \cdot 10^5$ km/sec, ossia che la

velocità di propagazione lungo la linea sia uguale a quella c della luce. Detti r il raggio generico; r_i il raggio esterno del conduttore interno; r_e il raggio interno del conduttore esterno (calza schermante da collegare a terra), l'impedenza caratteristica si valuta così:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{1}{c\,C_o} = \frac{1}{c}\int_{r_i}^{r_e}\frac{2\,dr}{r} = \frac{2\cdot 9\cdot 10^{11}}{3\cdot 10^{10}}\,\lg_e\frac{r_e}{r_i}\ \text{ohm} = 60\ \lg_e\frac{r_e}{r_i}\ \text{ohm} = 138\ \lg_{10}\frac{r_e}{r_i}\ \text{ohm} \qquad [19]$$

La resistenza R_o per unità di lunghezza presiede alle perdite di potenza nel cavo e ad alcune sue caratteristiche. Mettendo in conto l'effetto pelle, la resistenza alla frequenza f (sec^{-1}) di un conduttore cilindrico di raggio r in cm e di resistività ϱ in ohm-cm, è valutabile con buona approssimazione colla relazione:

$$R_o = \frac{3{,}16\cdot 10^{-5}\ \sqrt{\varrho f}}{r}\ \text{ohm/cm.} \qquad [20]$$

Un contributo alla resistenza del cavo, da sommarsi alla R_o data dalla [20], è dovuto alle perdite dielettriche e all'irradiazione, ma si può prescindere da esso per un cavo ben costruito. È ben noto che alle basse frequenze la resistenza di un conduttore è valutabile con la: $R = \varrho l/S$, ossia è inversamente proporzionale alla sezione, cioè al quadrato del raggio; ora la [20] avverte che alle altissime frequenze la R_o è semplicemente inversamente proporzionale al raggio e non al suo quadrato.

Nel progetto del cavo coassiale, una volta assegnato il raggio del conduttore esterno, si calcola il raggio del conduttore interno in vista del massimo trasferimento di energia, procedendo nel modo seguente:
dette R_i e R_e le resistenze dei conduttori interno ed esterno, I la corrente che percorre il cavo, il rendimento η è dato dal rapporto fra la potenza utile P_u trasferita e la potenza P_d dissipata (somma della dissipazione nei due conduttori); ricordando le [19] e [20] si ha:

$$\eta = \frac{P_u}{P_d} = \frac{Z_c\,I^2}{(R_i+R_e)\,I^2} = \frac{60\ \lg_e\,(r_e/r_i)}{k_i\left(\dfrac{1}{r_i}+\dfrac{1}{r_e}\right)} \qquad [21]$$

Per ricercare il massimo rendimento, assumendo come variabile il rapporto r_e/r_i fra i due raggi, si segue il noto procedimento di differenziare la [21], di ricercare i valori di r_e/r_i che annullano la derivata prima e di controllare che tali valori rendano negativa la derivata seconda. Il risultato di queste operazioni è il seguente:

$$\frac{r_e}{r_i} = \frac{1}{\lg_e\dfrac{r_e}{r_i} - 1} \qquad [22]$$

la [22] si risolve sviluppando in serie il termine

$$\lg_e\frac{r_e}{r_i} = 2\sum_{1}^{\infty}{}_n\ \frac{1}{n}\left[\frac{(r_e/r_i)-1}{(r_e/r_i)+1}\right]^n$$

con $r_e/r_i > 0$ ed n dispari, ossia $n = 1, 3, 5, \ldots$

Arrestando lo sviluppo al primo termine si ottiene successivamente :

$$\lg_e\frac{r_e}{r_i} = 1 + \frac{r_i}{r_e}$$

$$\frac{2\left(\dfrac{r_e}{r_i}-1\right)}{\dfrac{r_e}{r_i}+1} - \frac{1}{r_e/r_i} = 1$$

$$\left(\frac{r_e}{r_i}\right)^2 - 4\,\frac{r_e}{r_i} + 1 = 0$$

$$\frac{r_e}{r_i} = 2 \pm \sqrt{4-1} = 2 + 1{,}73 = 3{,}73$$

La soluzione col radicale negativo è da scartare, perchè porterebbe al raggio esterno minore del raggio interno, il che è assurdo.

Volendo tener conto dei termini trascurati dello sviluppo in serie si perviene all'espressione di uso corrente:

$$r_e \approx 3{,}6\ r_i \qquad [23]$$

ossia

$$r_i \approx \frac{r_e}{3{,}6} \approx 0{,}28\ r_e \qquad [23']$$

che dà il raggio del conduttore interno in funzione di quello esterno indipendentemente da tutte le altre costanti della linea nella condizione di massimo rendimento η.

Il raggio r_e del conduttore esterno viene determinato in base al dimensionamento dei circuiti accordati a linee coassiali degli stadi finali del trasmettitore.

Col rapporto $\dfrac{r_e}{r_i} = 3{,}6$, la [19] fornisce l'impedenza caratteristica del cavo coassiale: $Z_c = \left(\dfrac{L}{C}\right)^{1/2} =$
$= 60\ \lg_e 3{,}6 = 60 \cdot 1{,}28 = 76{,}6$ ohm, valore che viene arrotondato generalmente in 75 ohm per una maggiore semplicità dei computi numerici.

I distanziatori isolanti fra i due conduttori sono dei sostegni spaziati fra loro.

Il loro effetto può essere trascurato nella determinazione delle caratteristiche elettriche della linea, solamente se la spaziatura è piccola rispetto alla minima lunghezza d'onda del segnale che il cavo deve trasmettere. Alle ultre alte frequenze non è possibile soddisfare questa condizione perchè i distanziatori risulterebbero vicinissimi tra loro e introdurrebbero ulteriori gravi perdite dielettriche.

Se la spaziatura dei distanziali è un multiplo intero di mezza lunghezza d'onda, l'effetto dei sostegni isolanti è anche quello di aggiungere in parallelo alla resistenza di terminazione una capacità molto bassa. D.W. Peterson ha studiato un cavo compensato contro la capacità in derivazione aggiunta dai distanziatori usando il conduttore interno opportunamente intagliato; negli intagli vengono introdotti i distanziatori isolanti; l'effetto delle cavità così praticate è quello di introdurre una reattanza in serie che annulla la reattanza capacitiva in parallelo, per cui l'impedenza caratteristica per ogni elemento infinitesimo di linea risulta costante.

Il grafico della [21] mostrerebbe che il massimo di η non è critico, per cui si possono realizzare linee in cavo coassiale con impedenza caratteristica diversa di 76 ohm, ottenendosi ugualmente un soddisfacente trasferimento di energia. In pratica i valori di Z_c sono compresi fra 50 e 125 ohm, la scelta entro questi limiti è determinata dalle condizioni imposte da ogni singola applicazione, il fattore determinante è quasi sempre dato dalla necessità di soddisfare gli accoppiamenti di impedenza.

Come si è detto le linee in cavo coassiale sono frequentemente usate per trasportare l'energia RF modulata dal trasmettitore TV all'antenna emittente. Quando detta linea è chiusa sulla sua impedenza caratteristica, l'impedenza di entrata è indipendente dalla frequenza del segnale. La tensione di uscita della linea dipende in piccola misura dalla frequenza, perchè la [12] contiene, tramite il coefficiente m, la resistenza R_o che è funzione di $\sqrt{f}$ (v. [20]); ma l'attenuazione che ne deriva per le ampiezze delle oscillazioni alle frequenze più alte della banda di modulazione è accettabile, appunto perchè è proporzionale alla radice della frequenza della banda laterale alla portante, se non che dipende dalla lunghezza della linea e dalla frequenza; anzi la dipendenza dello sfasamento con la frequenza è di semplice proporzionalità diretta, per cui il tempo di ritardo è costante per tutta la banda passante, e non si hanno distorsioni nel segnale video. Concludendo la linea in cavo coassiale, se ben proporzionata, è consigliabile sotto i vari punti di vista per il collegamento del trasmettitore col sistema radiante. Una evidente condizione per il buon trasferimento della potenza RF è che l'impedenza dell'antenna sia uguale alla Z_c della linea, o meglio che l'accoppiamento di antenna sia tale da riflettere all'estremo della linea un carico uguale a Z_c; diversamente si avranno riflessioni e onde stazionarie lungo la linea, che produrranno gravi sfa-

antenna
λ/4 (a (f₀+f_c)/2)
λ/8
3λ/2 (a f_c)
3λ/2 (a f_TR)
R
a)

Fig. 2 - Filtro passa alto a linee coassiali attenuatore della banda laterale inferiore: a) realizzazione pratica; b) circuito equivalente.

samenti e distorsioni di ampiezza. Difficoltà sorgono dal fatto che l'accoppiamento fra antenna e cavo deve assicurare l'impedenza Z_c non per la sola frequenza portante, ma per tutte le frequenze trasmesse; è perciò necessario conoscere bene le caratteristiche del carico dell'antenna; come questo possa essere valutato si dirà brevemente nel prossimo paragrafo. Quando l'uscita del trasmettitore contiene entrambe le bande laterali è necessario introdurre nella linea di trasmissione un filtro attenuatore di banda per ottenere l'irradiazione secondo le norme standard. In

Fig. 3 - Caratteristiche di trasmissione del filtro di figura 2.

questo filtro si deve dissipare tutta la potenza contenuta nella banda laterale da sopprimere parzialmente. Il filtro deve pure provvedere il corretto accoppiamento ai due cavi coassiali (uno è quello proveniente dal trasmettitore, l'altro è quello che va all'antenna), in modo da presentare ad essi la rispettiva impedenza caratteristica.

G.H. Brown ha studiato e costruito il filtro eliminatore di banda laterale rappresentato in fig. 2 a) e b); la costituzione è quella di un filtro passa alto fra il trasmettitore e l'antenna. L'induttanza L_2 in serie colla capacità C_2 forma un circuito risonante alla frequenza f_o della portante video o ad una frequenza lievemente minore di f_o. L'induttanza L_3 in serie colla capacità C_3 forma un circuito risonante ad una frequenza f_c inferiore a f_o di circa 2 MHz, ossia $f_c \approx f_o - 2$ MHz.

Alle frequenze $f \geqq f_o$ il circuito è una cellula a π chiusa sul carico R_c di antenna; alla frequenza f_c il circuito è ancora una cellula a π, ma questa volta alimenta la resistenza R dissipatrice; in altre parole alle frequenze della portante e della banda laterale superiore il circuito $L_2\,C_2$ ha un'impedenza minima, il circuito $L_3\,C_3$ è fuori sintonia e presenta un'impedenza relativamente alta; in conseguenza nel ramo dissipativo non si localizza tensione, nè viene dissipata potenza, mentre questa passa tutta nel ramo utile e perviene all'antenna; alla frequenza f_c il circuito $L_2\,C_2$ è disintonizzato e presenta un'impedenza relativamente alta, mentre il circuito $L_3\,C_3$ è in risonanza e presenta un'impedenza minima, per cui all'antenna non perviene potenza, che invece si localizza nel ramo dissipativo. Tutto il filtro presenta un'impedenza di 77 ohm circa per l'intera banda passante. Le linee 3 $\lambda/2$ (multiplo dispari di una semilunghezza d'onda) costituiscono i circuiti risonanti $L_2\,C_2$ e $L_3\,C_3$, mentre la linea lunga $\lambda/8$ (λ qui corrisponde alla frequenza media aritmetica fra f_o e f_c) costituisce la capacità C_1; infine la linea $\lambda/4$ costituisce l'induttanza L_1. Il carico fittizio R in cui si dissipa tutta l'energia della banda soppressa, è costituito da un resistore ceramico metallizzato raffreddato ad acqua e che è parte integrante del conduttore interno di una delle linee coassiali. Il filtro di fig. 2 è stato calcolato e costruito per la frequenza di 45 MHz. Le sue caratteristiche in funzione della frequenza sono rappresentate in fig. 3 che con la curva a fornisce l'attenuazione del segnale di

velocità di propagazione lungo la linea sia uguale a quella c della luce. Detti r il raggio generico; r_i il raggio esterno del conduttore interno; r_e il raggio interno del conduttore esterno (calza schermante da collegare a terra), l'impedenza caratteristica si valuta così:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{1}{c\,C_o} = \frac{1}{c}\int_{r_i}^{r_e} \frac{2\,d\,r}{r} = \frac{2\cdot 9\cdot 10^{11}}{3\cdot 10^{10}} \lg_e \frac{r_e}{r_i} \text{ ohm} = 60 \lg_e \frac{r_e}{r_i} \text{ ohm} = 138 \lg_{10} \frac{r_e}{r_i} \text{ ohm} \qquad [19]$$

La resistenza R_o per unità di lunghezza presiede alle perdite di potenza nel cavo e ad alcune sue caratteristiche. Mettendo in conto l'effetto pelle, la resistenza alla frequenza f ($\sec^{-1}$) di un conduttore cilindrico di raggio r in cm e di resistività ϱ in ohm-cm, è valutabile con buona approssimazione colla relazione:

$$R_o = \frac{3{,}16\cdot 10^{-5}\ \sqrt{\varrho f}}{r} \text{ ohm/cm.} \qquad [20]$$

Un contributo alla resistenza del cavo, da sommarsi alla R_o data dalla [20], è dovuto alle perdite dielettriche e all'irradiazione, ma si può prescindere da esso per un cavo ben costruito. È ben noto che alle basse frequenze la resistenza di un conduttore è valutabile con la: $R = \varrho l/S$, ossia è inversamente proporzionale alla sezione, cioè al quadrato del raggio; ora la [20] avverte che alle altissime frequenze la R_o è semplicemente inversamente proporzionale al raggio e non al suo quadrato.

Nel progetto del cavo coassiale, una volta assegnato il raggio del conduttore esterno, si calcola il raggio del conduttore interno in vista del massimo trasferimento di energia, procedendo nel modo seguente:

dette R_i e R_e le resistenze dei conduttori interno ed esterno, I la corrente che percorre il cavo, il rendimento η è dato dal rapporto fra la potenza utile P_u trasferita e la potenza P_d dissipata (somma della dissipazione nei due conduttori); ricordando le [19] e [20] si ha:

$$\eta = \frac{P_u}{P_d} = \frac{Z_c I^2}{(R_i+R_e)\,I^2} = \frac{60 \lg_e (r_e/r_i)}{k_i\left(\frac{1}{r_i} + \frac{1}{r_e}\right)} \qquad [21]$$

Per ricercare il massimo rendimento, assumendo come variabile il rapporto r_e/r_i fra i due raggi, si segue il noto procedimento di differenziare la [21], di ricercare i valori di r_e/r_i che annullano la derivata prima e di controllare che tali valori rendano negativa la derivata seconda. Il risultato di queste operazioni è il seguente:

$$\frac{r_e}{r_i} = \frac{1}{\lg_e \frac{r_e}{r_i} - 1} \qquad [22]$$

la [22] si risolve sviluppando in serie il termine

$$\lg_e \frac{r_e}{r_i} = 2 \sum_{1}^{\infty}{}_n \frac{1}{n} \left[\frac{(r_e/r_i) - 1}{(r_e/r_i) + 1}\right]^n$$

con $r_e/r_i > 0$ ed n dispari, ossia $n = 1, 3, 5, \ldots$

Arrestando lo sviluppo al primo termine si ottiene successivamente:

$$\lg_e \frac{r_e}{r_i} = 1 + \frac{r_i}{r_e}$$

$$\frac{2\left(\frac{r_e}{r_i} - 1\right)}{\frac{r_e}{r_i} + 1} - \frac{1}{r_e/r_i} = 1$$

$$\left(\frac{r_e}{r_i}\right)^2 - 4\,\frac{r_e}{r_i} + 1 = 0$$

$$\frac{r_e}{r_i} = 2 \pm \sqrt{4-1} = 2 + 1{,}73 = 3{,}73$$

La soluzione col radicale negativo è da scartare, perchè porterebbe al raggio esterno minore del raggio interno, il che è assurdo.

Volendo tener conto dei termini trascurati dello sviluppo in serie si perviene all'espressione di uso corrente:

$$r_e \approx 3{,}6\ r_i \qquad [23]$$

ossia

$$r_i \approx \frac{r_e}{3{,}6} \approx 0{,}28\ r_e \qquad [23']$$

che dà il raggio del conduttore interno in funzione di quello esterno indipendentemente da tutte le altre costanti della linea nella condizione di massimo rendimento η.

Il raggio r_e del conduttore esterno viene determinato in base al dimensionamento dei circuiti accordati a linee coassiali degli stadi finali del trasmettitore.

Col rapporto $\frac{r_e}{r_i} = 3{,}6$, la [19] fornisce l'impedenza caratteristica del cavo coassiale: $Z_c = \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2} =$ $= 60 \lg_e 3{,}6 = 60 \cdot 1{,}28 = 76{,}6$ ohm, valore che viene arrotondato generalmente in 75 ohm per una maggiore semplicità dei computi numerici.

I distanziatori isolanti fra i due conduttori sono dei sostegni spaziati fra loro.

Il loro effetto può essere trascurato nella determinazione delle caratteristiche elettriche della linea, solamente se la spaziatura è piccola rispetto alla minima lunghezza d'onda del segnale che il cavo deve trasmettere. Alle ultre alte frequenze non è possibile soddisfare questa condizione perchè i distanziatori risulterebbero vicinissimi tra loro e introdurrebbero ulteriori gravi perdite dielettriche.

Se la spaziatura dei distanziali è un multiplo intero di mezza lunghezza d'onda, l'effetto dei sostegni isolanti è anche quello di aggiungere in parallelo alla resistenza di terminazione una capacità molto bassa. D.W. Peterson ha studiato un cavo compensato contro la capacità in derivazione aggiunta dai distanziatori usando il conduttore interno opportunamente intagliato; negli intagli vengono introdotti i distanziatori isolanti; l'effetto delle cavità così praticate è quello di introdurre una reattanza in serie che annulla la reattanza capacitiva in parallelo, per cui l'impedenza caratteristica per ogni elemento infinitesimo di linea risulta costante.

Il grafico della [21] mostrerebbe che il massimo di η non è critico, per cui si possono realizzare linee in cavo coassiale con impedenza caratteristica diversa di 76 ohm, ottenendosi ugualmente un soddisfacente trasferimento di energia. In pratica i valori di Z_c sono compresi fra 50 e 125 ohm, la scelta entro questi limiti è determinata dalle condizioni imposte da ogni singola applicazione, il fattore determinante è quasi sempre dato dalla necessità di soddisfare gli accoppiamenti di impedenza.

Come si è detto le linee in cavo coassiale sono frequentemente usate per trasportare l'energia RF modulata dal trasmettitore TV all'antenna emittente. Quando detta linea è chiusa sulla sua impedenza caratteristica, l'impedenza di entrata è indipendente dalla frequenza del segnale. La tensione di uscita della linea dipende in piccola misura dalla frequenza, perchè la [12] contiene, tramite il coefficiente m, la resistenza R_o che è funzione di $\sqrt{f}$ (v. [20]); ma l'attenuazione che ne deriva per le ampiezze delle oscillazioni alle frequenze più alte della banda di modulazione è accettabile, appunto perchè è proporzionale alla radice della frequenza della banda laterale alla portante, se non che dipende dalla lunghezza della linea e dalla frequenza; anzi la dipendenza dello sfasamento con la frequenza è di semplice proporzionalità diretta, per cui il tempo di ritardo è costante per tutta la banda passante, e non si hanno distorsioni nel segnale video. Concludendo la linea in cavo coassiale, se ben proporzionata, è consigliabile sotto i vari punti di vista per il collegamento del trasmettitore col sistema radiante. Una evidente condizione per il buon trasferimento della potenza RF è che l'impedenza dell'antenna sia uguale alla Z_c della linea, o meglio che l'accoppiamento di antenna sia tale da riflettere all'estremo della linea un carico uguale a Z_c; diversamente si avranno riflessioni e onde stazionarie lungo la linea, che produrranno gravi sfasamenti e distorsioni di ampiezza. Difficoltà sorgono dal fatto che l'accoppiamento fra antenna e cavo deve assicurare l'impedenza Z_c non per la sola frequenza portante, ma per tutte le frequenze trasmesse; è perciò necessario conoscere bene le caratteristiche del carico dell'antenna; come questo possa essere valutato si dirà brevemente nel prossimo paragrafo. Quando l'uscita del trasmettitore contiene entrambe le bande laterali è necessario introdurre nella linea di trasmissione un filtro attenuatore di banda per ottenere l'irradiazione secondo le norme standard. In questo filtro si deve dissipare tutta la potenza contenuta nella banda laterale da sopprimere parzialmente. Il filtro deve pure provvedere il corretto accoppiamento ai due cavi coassiali (uno è quello proveniente dal trasmettitore, l'altro è quello che va all'antenna), in modo da presentare ad essi la rispettiva impedenza caratteristica.

Fig. 3 - Caratteristiche di trasmissione del filtro di figura 2.

Fig. 2 - Filtro passa alto a linee coassiali attenuatore della banda laterale inferiore: a) realizzazione pratica; b) circuito equivalente.

G.H. Brown ha studiato e costruito il filtro eliminatore di banda laterale rappresentato in fig. 2 a) e b); la costituzione è quella di un filtro passa alto fra il trasmettitore e l'antenna. L'induttanza L_2 in serie colla capacità C_2 forma un circuito risonante alla frequenza f_o della portante video o ad una frequenza lievemente minore di f_o. L'induttanza L_3 in serie colla capacità C_3 forma un circuito risonante ad una frequenza f_c inferiore a f_o di circa 2 MHz, ossia $f_c \approx f_o - 2$ MHz.

Alle frequenze $f \geqq f_o$ il circuito è una cellula a π chiusa sul carico R_c di antenna; alla frequenza f_c il circuito è ancora una cellula a π, ma questa volta alimenta la resistenza R dissipatrice; in altre parole alle frequenze della portante e della banda laterale superiore il circuito $L_2\ C_2$ ha un'impedenza minima, il circuito $L_3\ C_3$ è fuori sintonia e presenta un'impedenza relativamente alta; in conseguenza nel ramo dissipativo non si localizza tensione, nè viene dissipata potenza, mentre questa passa tutta nel ramo utile e perviene all'antenna; alla frequenza f_c il circuito $L_2\ C_2$ è dissintonizzato e presenta un'impedenza relativamente alta, mentre il circuito $L_3\ C_3$ è in risonanza e presenta un'impedenza minima, per cui all'antenna non perviene potenza, che invece si localizza nel ramo dissipativo. Tutto il filtro presenta un'impedenza di 77 ohm circa per l'intera banda passante. Le linee 3 $\lambda/2$ (multiplo dispari di una semilunghezza d'onda) costituiscono i circuiti risonanti $L_2\ C_2$ e $L_3\ C_3$, mentre la linea lunga $\lambda/8$ (λ qui corrisponde alla frequenza media aritmetica fra f_o e f_c) costituisce la capacità C_1; infine la linea $\lambda/4$ costituisce l'induttanza L_1. Il carico fittizio R in cui si dissipa tutta l'energia della banda soppressa, è costituito da un resistore ceramico metallizzato raffreddato ad acqua e che è parte integrante del conduttore interno di una delle linee coassiali. Il filtro di fig. 2 è stato calcolato e costruito per la frequenza di 45 MHz. Le sue caratteristiche in funzione della frequenza sono rappresentate in fig. 3 che con la curva a fornisce l'attenuazione del segnale di

Fig. 4 - Filtro soppressore di banda a 3 cellule.

Fig. 5 - Filtro soppressore di banda laterale, di tipo reattivo: a) circuito equivalente; b) realizzazione pratica.

uscita V_u rispetto a quello di entrata V_i, con la curva b fornisce lo sfasamento φ in anticipo della tensione di uscita. Col filtro semplice di fig. 2 generalmente non si ottiene la desiderata attenuazione della banda laterale inferiore; è allora necessario impiegare 3 cellule uguali in serie, per cui il filtro soppressore di banda corrisponde al circuito equivalente di fig. 4.

Per eliminare l'interferenza con la portante audio del canale adiacente inferiore è necessario aggiungere sulla linea di collegamento fra trasmettitore e antenna, altri filtri che producono un forte avvallamento nella curva di risposta del segnale in antenna, ad una frequenza 0,25 MHz al di sotto della frequenza limite inferiore del canale. La pratica ha però dimostrato che, anche usando filtri più semplici puramente reattivi, l'energia riflessa sulla linea della banda indesiderata è piccola e facilmente dissipabile. I segnali eventualmente riflessi per mancata completa dissipazione, subiscono uno sfasamento dell'ordine del centesimo di μsec, perciò le immagini multiple che ne derivano, non sono percettibili, perchè praticamente sovrapposte alla fondamentale. La fig. 5 rappresenta il circuito di principio di un filtro reattivo soppressore di banda. Esso è costituito da due sezioni centrali a T del tipo m derivato e da due sezioni terminali a mezzo Tm derivato. Le costanti del circuito sono tali da provocare un'attenuazione tendente a infinito in corrispondenza della portante del canale adiacente inferiore, ossia a 1,5 MHz al di sotto della portante video del canale considerato; inoltre l'impedenza di accoppiamento alle linee 51,5 ohm del generatore e dell'antenna risulta ottima per la parte non attenuata dell'energia del canale TV. I rami in derivazione sono costituiti da linee in $\lambda/2$ o di un'intera lunghezza d'onda cortocircuitata all'estremo lontano; esse sostituiscono approssimativamente i circuiti risonanti a costanti concentrate; per migliorare l'approssimazione si è trovato opportuno allargare leggermente il diametro del conduttore interno nella zona interessata dal filtro. Le capacità in serie sono costituite dagli spazi d'aria che si formano nel conduttore interno coi distanziatori isolanti dielettrici. L'attenuazione di questo genere di filtri derivati cresce molto rapidamente al di là della frequenza di taglio; in conseguenza si raggiunge l'attenuazione della banda laterale indesiderata prescritta dalle norme standard con poche sezioni filtranti.

La linea in cavo coassiale è un dispositivo che, al pari della guida d'onda, localizza in una stretta regione dello spazio il campo delle onde elettromagnetiche, e ciò per qualunque lunghezza d'onda. Siccome i due conduttori del cavo sono isolati, si crea un campo elettrico fra essi anche se la frequenza è molto bassa. Allora per tutte le frequenze componenti a lunghezze d'onda maggiori della dimensione trasversale del cavo coassiale il « modo » ossia il carattere del campo è unico. Le linee di forza del campo elettrico sono radiali, mentre quelle del campo magnetico sono cerchi concentrici ai conduttori e quindi in quadratura con le linee elettriche. Queste onde possono propagarsi lungo un solo filo di conduttività finita e con attenuazione assai modesta; tuttavia simili linee non sono entrate nell'uso pratico, perchè la superficie d'onda viene diffusa degli ostacoli che circondano il filo. Se però si modifica lo stato della superficie del filo, per es. depositandovi un leggero strato dielettrico diminuisce fortemente l'espansione del campo intorno al filo, senza aumentare in proporzione l'attenuazione del segnale. Si può così ottenere una guida d'onda per frequenze oltre i 100 MHz impiegando un semplice filo smaltato. In una simile guida il segnale proviene da una linea coassiale dalla quale la guida stessa può essere ottenuta semplicemente saldando il conduttore interno al filo smaltato e allargando il conduttore esterno dolcemente e progressivamente fino a dargli la forma di imbuto a tromba terminato con una sezione di diametro sufficientemente ampio da abbracciare tutti i campi di ampiezza non trascurabile irradiati dal filo.

Un imbuto a tromba del tutto simile adatta il filo smaltato alla linea coassiale al lato ricezione (v. fig. 6).

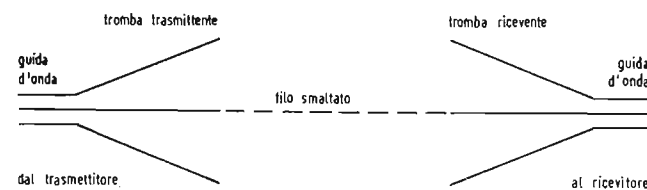



Fig. 6 - Linea di trasmissione monofilare.

Posto:

r_t = raggio della tromba

r = raggio del filo di rame nudo non smaltato

s = spessore dello smalto (o comunque dello strato dielettrico che ricopre il filo)

$r_s = r + s$ = raggio del filo compreso lo spessore dello smalto

ε_s = costante dielettrica dello strato di smalto

ε = costante dielettrica dello spazio libero aria

il rapporto r_t/r_s del raggio della tromba al raggio del filo smaltato determina le perdite nel trasferimento di energia in funzione dello spessore s di smalto, del raggio del filo e delle costanti dielettriche ε ed ε_s.

Precisamente la fig. 7 rappresenta il rapporto r_t/r_s in funzione della quantità

$$\frac{\varepsilon_s - \varepsilon}{\varepsilon_s}(r_s/\lambda)^2 \lg_e \frac{r_s}{r} \approx \frac{\varepsilon_s - \varepsilon}{\varepsilon_s}\frac{s}{r}(r_s/\lambda)^2$$

per i tre valori di perdite: 1 dB, 3 dB, 6 dB. Si vede dalle curve di fig. 7 che gli imbuti meno aperti portano a perdite maggiori. A titolo di orientamento si può ritenere che per $r = 1$ mm; $r_s = 1{,}05$ mm; $\varepsilon_s/\varepsilon = 3$ (dielettrico ricoprente smalto); $f = 3$ k MHz, il 90 % dell'energia si localizza entro un raggio di 100 mm intorno al filo. La convenienza di introdurre la complicazione della guida d'onda coi due imbuti sta nel fatto che le perdite nei fili ricoperti da strati dielettrici sono assai minori che lungo i cavi coassiali normali. Per es. un filo di rame di diametro 14,2 mm ricoperto con uno spessore di dielettrico politene di 3,4 mm comporta un'attenuazione a 200 MHz di circa 2 dB per km di lunghezza, trascurando però le modeste perdite ai supporti. Simili conduttori ricoperti resistono bene anche agli agenti atmosferici.

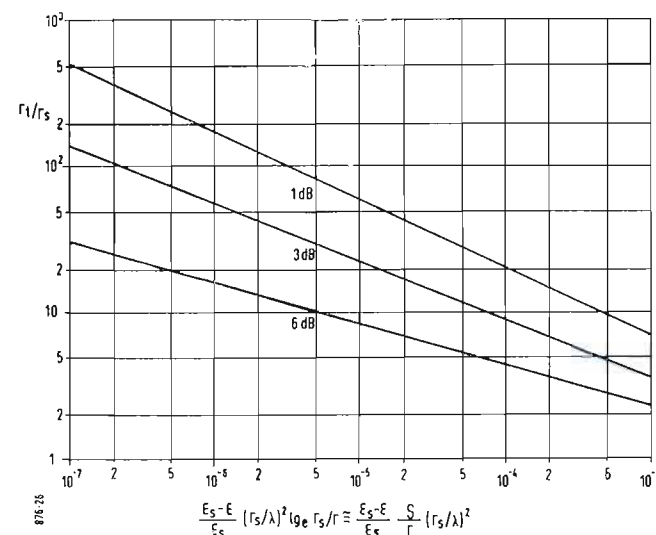



Fig. 7 - Raggio r_t della tromba, che dà le perdite di potenza indicate, (1 dB; 3 dB; 6 dB) in funzione dello spessore S del dielettrico.

È noto dallo studio delle microonde che queste possono propagarsi entro tubi conduttori privi di conduttore interno. Se la guida d'onda ha sezione rettangolare ($a > b$) (v. fig. 8), essa può trasmettere tutte le oscillazioni di lunghezza d'onda minore di 2 a ed il campo elettrico E si manifesta perpendicolarmente alle due facce più larghe a.

Le linee del campo magnetico H sono chiuse e giacciono in piani paralleli alle facce larghe a.

La guida d'onda avente $a = 2\ b$ offre il grande vantaggio di effettuare la trasmissione in un unico « modo » definito « TE 10 » cioè *modo trasversale elettrico*, quando la lunghezza d'onda λ non è molto diversa da quella λ_o di taglio. Le guide d'onda rettangolari trovano il loro principale impiego nelle trasmissioni relé per TV in cui le frequenze sono altissime.

Una guida d'onda è una cavità risonante che diventa sede di oscillazioni elettromagnetiche persistenti di frequenze dipendenti dalle dimensioni della cavità stessa e dalla conduttività delle sue pareti interne. Una volta che l'oscillazione si sia eccitata subisce un'attenuazione in funzione della resistenza delle pareti e di eventuali smorzamenti interni introdotti di proposito o infine di mezzi di accoppiamento ad altri circuiti. Gli accoppiamenti fra cavità risonanti guide d'onda e linee coassiali si realizzano praticamente delle fessure (slot coupling), o introducendo circuiti di poche spire nella guida perpendicolarmente alle linee magnetiche, e bobinette sonda parallelamente alle linee elettriche.

2. - APPLICAZIONI DELLE LINEE.

2.1. - Adattatori.

Una linea in quarto d'onda di impedenza caratteristica $Z_c = \sqrt{Z_i\ Z_u}$ data dalla [18] costituisce un ottimo adattatore fra una linea di impedenza caratteristica Z_i ed una resistenza terminale Z_u diversa da Z_i. Interponendo cioè fra la linea di Z_i e la resistenza Z_u di carico un tronco di linea in $\lambda/4$ che obbedisca alla [18] si ottiene di adattare perfettamente il carico alla linea principale, lungo la quale non si verificheranno onde stazionarie. Per ottenere un adattamento non limitato ad una sola frequenza di lavoro, ma esteso ad una banda, si operano delle compensazioni agendo sulla configurazione geometrica del tronco di linea in $\lambda/4$.

Nei trasmettitori TV generalmente l'adattamento è controllato da un « indicatore di riflessioni » che indica la percentuale di onde stazionarie presenti sulla linea di alimentazione dell'antenna, dovute al mancato adattamento del carico, cioè quando l'impedenza di antenna trasferita non coincide coll'impedenza caratteristica della linea. Quando tale percentuale supera i limiti di tolleranza l'indicatore provvede automaticamente a togliere le tensioni anodiche al trasmettitore per impedire un dannoso funzionamento dei tubi di potenza.

2.2. - Simmetrizzatori.

Un simmetrizzatore è un circuito che permette di ottenere un'uscita simmetrica bilanciata, quando al suo ingresso sia applicata una linea dissimmetrica (per es. un cavo coassiale). La fig. 9 a) costituisce la base dei simmetrizzatori. Esso si fonda sul principio che le superfici interne ed esterne dei conduttori non sono equipotenziali; sfrutta inoltre la proprietà di una linea in $\lambda/4$ chiusa in c.to c.to ad un estremo di presentare impedenza infinita. In conseguenza anche collegando a terra la superficie esterna del conduttore esterno, la sezione BB è isolata verso terra perchè vi è di mezzo l'impedenza della linea in $\lambda/4$. La fig. 9 b) è il circuito equivalente della fig. 9 a). Alla frequenza di risonanza f_o del circuito LC, coincidente con la portante video, l'impedenza di L e C è infinita e il punto P è perfettamente isolato da terra. Ciò vale per la f_o, ma se la frequenza è diversa da f_o, l'impedenza di LC non è più infinita e la linea non risulta più esattamente bilanciata. Ciò avviene in TV a motivo della larga banda. Per avere sempre una buona simmetria a tutte le frequenze di modulazione è necessario connettere al circuito di fig. 9 un circuito analogo che vi differisce solo

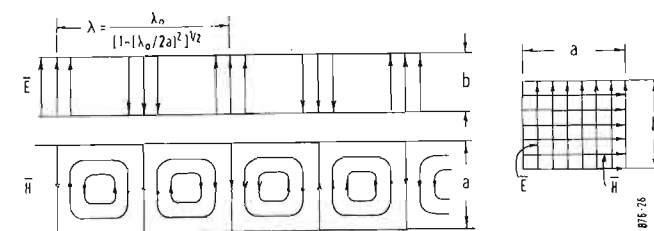



Fig. 8 - Campi elettrico e magnetico nelle guide d'onda rettangolari.

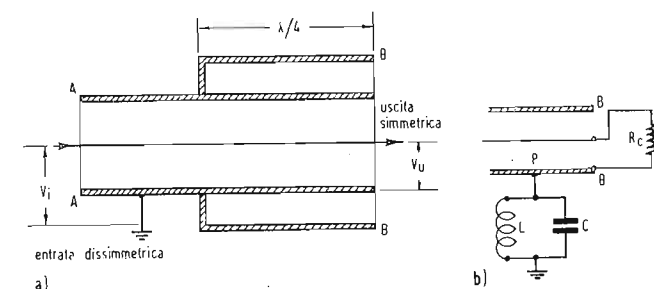



Fig. 9 - Circuito simmetrizzatore con linea in $\lambda/4$: a) schema di principio; b) circuito equivalente.

per la mancanza del conduttore interno centrale; il conduttore esterno unico della parte aggiunta è collegato al conduttore interno della prima parte come mostra la fig. 10 a) di cui la fig. 10 b) rappresenta il circuito equivalente, da cui si vede che i punti P_1 e P_2 sono isolati da terra da uguali impedenze, per cui anche se queste variano con la frequenza, la variazione è identica per i due conduttori, il che assicura la simmetria del sistema.

2.3. - Dissimmetrizzatori.

Un dissimmetrizzatore è un circuito che permette di ottenere un'uscita dissimmetrica o sbilanciata, quando al suo ingresso sia applicata una linea simmetrica.

È questo il caso dell'uscita del trasmettitore che per avere generalmente lo stadio finale in controfase, fornisce un segnale simmetrico, che deve essere connesso con la linea di trasmissione per alimentare l'antenna. Tale linea (costituente i così detti « feeder ») è generalmente un cavo coassiale quindi dissimmetrica, avente impedenza caratteristica di 51,5 ohm. Per evitare ogni possibilità di scariche o di effluvi sui dielettrici, l'aria contenuta nei cavi deve essere secca al massimo grado; lo scopo viene raggiunto introducendo dei gas (anche aria) essicati sotto pressione, il che elimina ogni traccia di umidità. L'accoppiamento si effettua mediante un simmetrizzatore del tipo di fig. 11, facente cioè uso di una linea coassiale in $\lambda/4$ e di una seconda linea coassiale in $\lambda/2$. L'impedenza caratteristica del dissimmetrizzatore è doppia di quella dei feeder. La tensione da inviare nella linea di trasmissione è presa dal conduttore interno dello spezzone in $\lambda/4$ connesso col conduttore esterno dello spezzone $\lambda/2$ e dal conduttore interno di questo ultimo che funziona da trasformatore in quarto d'onda; è evidente infatti che lo stesso risultato si può ottenere con un trasformatore simmetrico-dissimmetrico, cioè con primario a presa centrale a terra e secondario con un capo a terra. Il condensatore C serve per la regolazione dell'accoppiamento.

Fig. 10 - Simmetrizzatore per larga banda: a) schema di principio; b) circuito equivalente.

Fig. 11 - Dissimmetrizzatore con linee in $\lambda/4$ ed in $\lambda/2$.

2.4. - Filtro soppressore della banda laterale.

Di questa cospicua applicazione delle linee si è già detto in questo stesso paragrafo. Qui aggiungiamo solo la fig. 12, che rappresenta lo schema del filtro di banda laterale inferiore realizzato dalla RCA ed applicato al trasmettitore TV del Monte Penice.

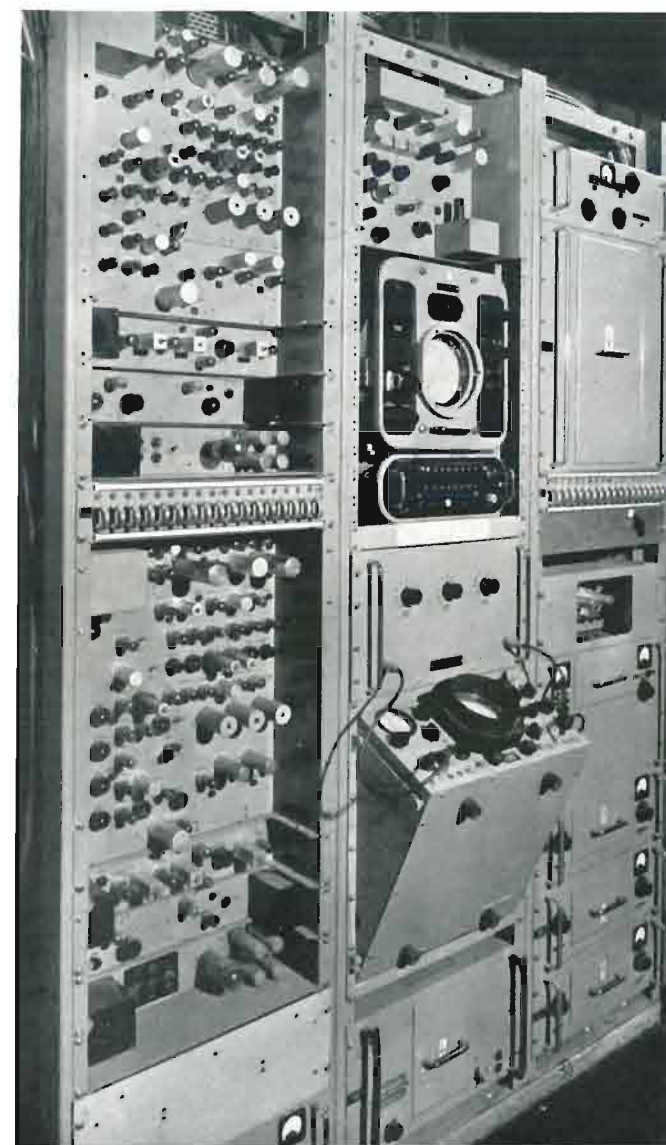
2.5. - Diplexer.

È l'elemento che accoppia le linee video e audio provenienti dai rispettivi trasmettitori, in modo da poter irradiare i due segnali con un'unica antenna e senza interferenze tra i due segnali stessi. Si tratta di un dispositivo a ponte come illustra la fig. 20 di cui il trasmettitore video costituisce una diagonale, il trasmettitore audio costituisce l'altra diagonale. L'eliminazione dell'interferenza è effettiva se le due reattanze X risultano veramente uguali tra toro. Le resistenze R indicano le resistenze di radiazione degli elementi costituenti l'antenna supposta del tipo superturnstile, perciò si dirà del diplexer nel prossimo paragrafo, dopo che si sarà accennato a questo tipo di antenna trasmittente.

Fig. 12 - Filtro soppressore di banda RCA (trasmettitore TV, RAI, Monte Penice).

2.6. - Sfasatore delle linee di alimentazione delle antenne

Nel tipo di antenna superturnstile, occorre alimentare due serie di elementi irradianti con correnti RF sfasate di 90° per ottenere la polarizzazione orizzontale e l'irradiazione verso il basso. Ciò si ottiene prolungando artificialmente uno dei due feeder mediante l'introduzione in un suo tronco di uno speciale dielettrico a bassa perdita, in cui le correnti RF si propagano con velocità ridotta, perciò la corrente fornita da un tale feeder agli elementi irradianti di una serie è ritardata rispetto alla corrente fornita dall'altro feeder, che alimenta l'altra serie. È importante notare che il ritardo ottenuto con l'uso di tale dielettrico è costante per tutta la banda di modulazione video, perchè la diminuzione di velocità di propagazione in esso varia linearmente coll'aumentare della frequenza. È evidente che se il prolungamento di un feeder fosse ottenuto con un tronco di linea lo sfasamento desiderato sarebbe di 90° per una sola frequenza, mentre sarebbe diverso per le frequenze della larga banda.

Il tronco ritardante è generalmente inserito verso la fine della linea di trasmissione in prossimità del diplexer. Da quest'ultimo si dipartono le due linee che raggiungono gli elementi radiatori; è assolutamente necessario che tali linee siano uguali in lunghezza ed ugualmente costruite, sia geometricamente, sia fisicamente, pena il prodursi di ulteriori indesiderati sfasamenti. *

La Televisione a Colori in Inghilterra

Nostro servizio particolare

ROMPENDO ogni indugio, l'Inghilterra si è posta decisamente all'avanguardia degli sviluppi della TV a colori in Europa.

La B.B.C. che già da circa un anno aveva dato inizio ai lavori d'impianto di un complesso trasmettente di TV a colori a carattere sperimentale, ma in sede stabile, ha da qualche mese iniziato una serie di trasmissioni trisettimanali a scopo di indagine tecnica sul comportamento pratico del sistema adottato.

Tale sistema è quello già adottato ufficialmente negli U.S.A., denominato N.T.S.C. (National Television System Committee), adattato però all'attuale standard inglese a 405 righe d'analisi.

Si tenga comunque presente che nonostante l'esistenza delle accennate trasmissioni sperimentali della B.B.C., l'Inghilterra non ha ancora adottato ufficialmente il sistema N.T.S.C. e non vi è alcuna intenzione di introdurre, prima di 2 o 3 anni di ulteriori affinamenti e perfezionamenti tecnici, la televisione a colori in servizio pubblico regolare.

Ciò non toglie però nulla all'interesse dei tecnici che è vivissimo ed encomiabile ed ovviamente oltremodo proficuo alla futura efficienza ed economia di costi dei televisori a colori. E per ribadire questi concetti e sopprimere qualsiasi timore di eventuali interferenze a disturbo alla produzione e al commercio dei normali televisori in bianco-nero, si è svolta a Londra nei primi giorni del corrente mese di marzo una Mostra dimostrativa dello sviluppo attuale della TV a colori, organizzata dalla Television Society.

A questa Mostra, ove erano in funzione una diecina di televisori a colori di costruzione inglese, partecipavano 25 Case costruttrici inquadrate nel R. I. C. (Radio Industry Council, molto simile alla nostra A.N.I.E.).

Per poter assicurare al pubblico dei visitatori una visione continua dei televisori a colori in funzione, era stata installata una completa apparecchiatura di analisi per diapositive e film 16 mm. Era inoltre prevista la ricezione delle emissioni sperimentali della B.B.C. su un canale U.H.F

Fig. 1 - Apparecchiature di controllo del trasmettitore sperimentale BBC ad Alexandra Palace.

Fig. 2 - Dispositivo per la trasmissione a colori di diapositive a film passo 16 mm.

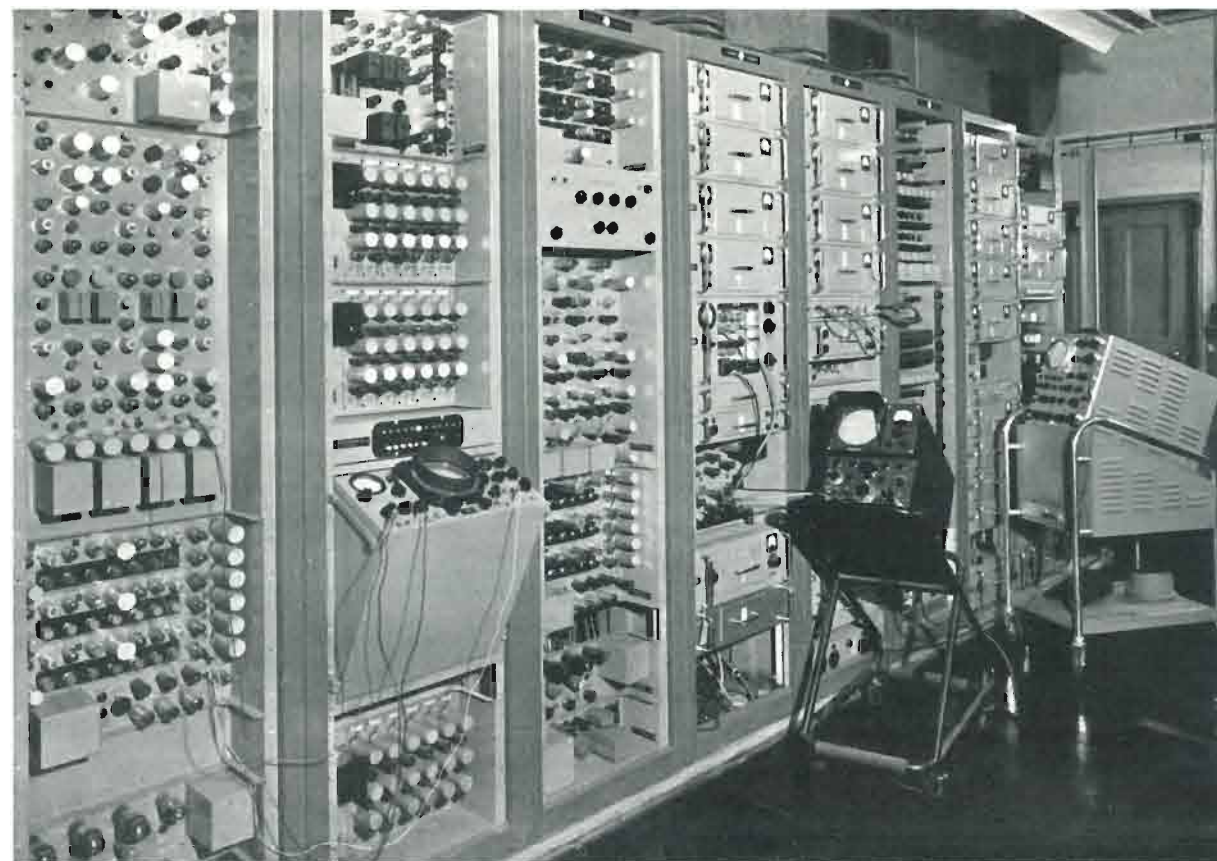



Fig. 3 - Generatori dei segnali ad impulso, distribuzione video e apparecchiature di controllo del trasmettitore sperimentale BBC ad Alexandra Palace.

Fig. 4 - I banchi di controllo del trasmettitore sperimentale a colori della BBC. Nell'ordine, da sinistra a destra: le apparecchiature audio, la sezione mescolazione e dosaggio; il comando dei monitori.

Va dato plauso incondizionato a queste iniziative nel campo della TV a colori, poichè servono a mettere esattamente a punto lo stato di sviluppo reale di questa nuova tecnica non ancora pronta per essere portata tranquillamente nelle nostre case come la TV in bianco-nero, onde prevenire false interpretazioni o speculazioni commerciali ai danni dell'attuale produzione del bianco-nero.

Molti sono i problemi ancora da risolvere e le ricerche in questo campo sono possibili, anzi desiderabili da parte di qualsiasi (anche modesto) laboratorio tecnico-industriale, purchè esso abbia a disposizione una emissione sperimentale con una certa regolarità d'orario.

Tutti i tecnici del mondo intero sono ormai praticamente d'accordo nel ritenere accettabile per un servizio di TV a colori il sistema americano N.T.S.C. opportunamente adattato ai vari standard TV oggi in uso.

Di tale scelta, seppure non ufficiale, va data ampia lode e consenso alla B.B.C. che come abbiamo già accennato, per prima in Europa ha iniziato delle emissioni per 3 giorni ogni settimana a beneficio degli sperimentatori privati.

Tali emissioni vengono ordinariamente effettuate su due canali, uno V.H.F. ed uno U.H.F.

L'impianto trasmittente a colori della B.B.C. ha preso il posto all'Alexandra Palace, delle vecchie apparecchiature pel bianco-nero, ora rinnovate e trasferite al Crystal Palace (altra località nei dintorni di Londra).

Tale impianto, come è stato già accennato, funziona sul sistema americano N.T.S.C., opportunamente adattato allo standard inglese a 405 righe, 50 quadri/sec.

Nel corso di una serie di precedenti articoli pubblicati su *l'antenna* ad opera dell'ing. Nicolich, sono stati illustrati i principii fondamentali della moderna TV a colori, secondo il sistema N.T.S.C.; ad essi rimandiamo i lettori desiderosi di maggiori lumi.

Per quanto riguarda le attuali emissioni inglesi della B.B.C. si sappia che la subportante responsabile dell'informazione cromatica è stata portata dal valore di 3,58 MHz dello standard americano a quello di 2,7 MHz.

Con tale valore di subportante l'immagine « compatibile » corrispondente in bianconero accusa una trama punteggiata ben visibile a distanza ravvicinata, ma comunque non disturbante la visione in modo superiore alla normale rigatura.

Infatti come è noto, l'emissione a colori N.T.S.C. è perfettamente « compatibile », cioè può essere ricevuta in bianco-nero da qualsiasi televisore normale.

L'impianto della B.B.C. consta di uno studio particolarmente attrezzato con due telecamere « Marconi » per le riprese a colori, ed un'apparato analizzatore del tipo « flying-spot » per la trasmissione di diapositive e film da 16 mm a colori.

Queste installazioni sono servite e completate da una complessa apparecchiatura di alimentazione dei vari segnali ed impulsi necessari, e di controllo visivo della qualità ed equilibrio dei colori.

Tutti questi apparati di una estrema complessità sono sapientemente usati da una squadra di 15 tecnici particolarmente istruiti dalla B.B.C. nei propri laboratori, che costituiscono il nascente vivaio per i futuri tecnici della TV a colori.

Fig. 5 - Camera sperimentale per TV a colori

Alcune illustrazioni qui riprodotte, danno un'idea dell'interessante impianto d'avanguardia della B.B.C. unico in Europa su scala di esercizio permanente.

Ci auguriamo che presto la R.A.I. voglia realizzare qualcosa di simile a beneficio dei nostri sperimentatori che non dovrebbero essere esclusi da questa interessante competizione di ricerca di affinamenti e perfezionamenti di una tecnica tuttora in rapida evoluzione.

A. Banfi

Esperimento britannico di insegnamento a mezzo televisione

L'Associated Rediffusion — che produce i programmi per la televisione commerciale — ha annunciato i suoi piani per un programma scolastico TV quotidiano di mezz'ora che verrà trasmesso a titolo di esperimento dalla fine di aprile fino a giugno.

Il capitano T.M. Brownrigg, Direttore Generale dell'Associated Radiffusion, ha dichiarato nel corso di una conferenza stampa il 27 dicembre che se i programmi avranno successo, essi verranno ripresi in settembre e continuanti per tre periodi di 12 settimane durante l'anno. « Noi stiamo nominando » egli ha detto, « un Comitato educativo consultivo, inizialmente composto da tre persone, tutte ben note nel mondo educativo, che si consiglierà sui programmi ».

Il capitano Brownrigg ha aggiunto che i programmi vengono presentati come « un pubblico servizio ». « Io penso sia enormemente importante » egli ha detto, « stimolare l'immaginazione dei giovani ». Un 39enne insegnante e direttore di giornali educativi, il Signor Boris Ford, è stato nominato Capo delle Radiotrasmissioni Scolastiche della organizzazione. Egli avrà un personale di 10 dipendenti per la pianificazione, la supervisione e la promozione delle ricerche. All'inizio i programmi saranno destinati a ragazzi di 14 e 15 anni.

« Noi studieremo il tipo di programma che vogliamo fare », ha detto recentemente il Signor Ford, « e quindi consulteremo il nostro comitato ». Verranno anche consultati funzionari del Ministero dell'Istruzione, direttori di scuole, insegnanti e, quando sarà il caso, il Sindacato Nazionale degli Insegnanti.

Il Signor Ford ha dichiarato di essere fermamente deciso a combattere tutte le forme di « osservazione passiva ». Egli spera che gran parte del loro lavoro possa mostrare ragazzi che affrontano la soluzione di diversi problemi. Le materie incluse nei programmi saranno affari correnti, scienze e geografia storica.

(*u.b.*)

Un Voltmetro Elettronico di Tipo Professionale*

a cura del dott. ing. Franco Simonini

SULLA RIVISTA sono spesso comparsi schemi di voltmetri a valvola del commercio ma non è stato mai descritto un voltmetro elettronico, che qui presentiamo, di elevate caratteristiche circuitali quale il 1800 B della G. R., sì da permettere una precisione di lettura del ± 2 % sia in c.c. che in c. a.

Si tratta di un'approssimazione notevole e per nulla esagerata anche se di poco superiore a quella che può consentire lo strumento stesso a bobina mobile.

Le grandi case costruttrici sono in genere infatti molto caute nella definizione delle prestazioni di uno strumento per il quale si diffondono spesso in numerosi dettagli tecnici. Ed a ragione se si pensa che uno strumento di laboratorio viene spesso controllato con tutta facilità nel corso dell'insieme di misure nelle quali viene fatto partecipare anche perchè esso è utilizzato da personale di alta qualità professionale.

Questa notevole precisione unita ad una elevata sensibilità (0,5 V fondo scala per la portata più bassa) comporta però una certa elaborazione del circuito che si distacca nettamente da quelli normalmente impiegati nel mercato. Siamo certi quindi di presentare una realizzazione di notevole interesse per quanti vorranno farsi un'idea del distacco di finitura che comporta l'elaborazione di una apparecchiatura professionale.

(*) Il voltmetro elettronico modello 1800-B, è costruito dalla General Radio Co., di Cambridge, Massachussetts, rappresentata in Italia dalla Ditta Ing. S. & Dr. Guido Belotti, Milano.

1. - LE CARATTERISTICHE DELLO STRUMENTO.

Campo delle misure di tensione in c.c. e c.a.:
da 0,5 V a 150 V fondo scala in 6 letture (0,5 - 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 V).

Per i primi tre valori fondo scala in c.a. sono previste tre scale apposite mentre per i rimanenti valori in c.a. si utilizzano le scale 0-5 e 0-15 naturalmente impiegate anche per la c.c. Il più piccolo valore di tensione apprezzabile in c.a. è di 0,1 V mentre si scende ai 0,01 V in c.c.

2. - PRECISIONE DI MISURA.

In c.c. ± 2 % fondo scala per tutte le portate.

In c.a. ± 2 % fondo scala per tutte le portate per forma d'onda sinusoidale.

2.1. - Errori dovuti alla forma d'onda della tensione misurata.

Lo strumento funziona come un voltmetro di punta e viene tarato in base al valore efficace di una onda sinusoidale. Per tale motivo ogni distorsione nella forma d'onda della tensione introduce un errore di misura che sarà pressapoco dello stesso ordine di grandezza della percentuale di distorsione.

2.2. - Errori dovuti alla frequenza della tensione misurata.

Alle frequenze più elevate la risonanza del circuito di ingresso comporta la lettura di un valore superiore al reale ed indipendente in pratica dalla tensione applicata. L'effetto del tempo di transito del diodo rettificatore è invece funzione della tensione e comporta una lettura inferiore alla reale.

L'effetto di gran lunga predominante è comunque il primo, di modo che si può affermare che il limite della frequenza misurata sia determinato dalla risonanza, mentre per frequenze di poco inferiori i due effetti tendono a cancellarsi. Vengono comunque fornite delle curve di correzione (vedi fig. 4). È possibile togliere al circuito di entrata lo spinotto ed il cappellotto di copertura che con la frequenza di risonanza sale fino ai 1050 MHz. Sulle frequenze più basse la curva di risposta cade a causa della crescente reattanza della capacità da 0,006 μF disposta in serie al circuito di entrata. In corrispondenza dei 20 Hz la riduzione di lettura si aggira sul 2 % o meno.

3. - IMPEDENZA DI INGRESSO.

Per le misure in c.a. il circuito equivalente è costituito da una resistenza con in serie una capacità. Per le frequenze inferiori la resistenza equivalente in parallelo è di 25 MΩ mentre per le superiori l'impedenza di ingresso si riduce per effetto delle capacità derivate in parallelo al circuito d'ingresso.

La capacità equivalente parallelo per la radio-frequenza è di 3,1 pF con il coperchio e lo spinotto smontati. Per le frequenze acustiche tale capacità aumenta leggermente. La capacità introdotta dal coperchio e dallo spinotto è di 1,2 pF circa. Per le misure in c.c. l'impedenza di ingresso è di 10 MΩ oppure corrispondente a quella del circuito di griglia aperto a seconda dei terminali d'ingresso impiegati.

Alimentazione: Con 105 ÷ 125 V c.a., 50 ÷ 60 Hz. Il regolatore di tensione incorporato compensa le oscillazioni di tensione in questo campo. La potenza di ingresso è inferiore ai 25 W.

Dimensioni: circa 16 cm di larghezza per 28 cm di altezza e 14 di profondità.

Peso: circa 7,5 kg.

Accessori: Fusibili di riserva, 2 m di cavo di collegamento alla rete, terminale di collegamento per cavo coassiale ed una resistenza di terminazione concentrica da 50 Ω.

3.1. - I comandi dello strumento.

Sul fronte dello strumento come è possibile rilevare dalla fig. 1 sono visibili il comando per la scelta del campo di misura in c.c. ed in c.a. ed un potenziometro di azzeramento elettrico dello strumento nonchè più in basso tra i due, il commutatore di portata. Più in basso ancora sono disposti i ricettacoli dei fusibili mentre nella parte superiore dello strumento sono disposti i terminali di entrata per le misure in c.c. e c.a.

La linguetta di massa, stretta tra i terminali, permette la commutazione per il funzionamento in griglia aperta e per la misura di tensione alternata di bassa frequenza. Per tale misura la testina di rivelazione per la c.a. va infilata nell'apposito ricettacolo disposto lateralmente sul fianco dello strumento.

3.2. - Lo schema dello strumento.

In un voltmetro a valvola la precisione dipende essenzialmente da due fattori fondamentali: la stabilità dello zero elettrico e la stabilità dell'amplificatore in c.c.

Per la prima condizione è ormai tassativo l'impiego di un circuito a ponte con forte grado di controreazione, mentre per il secondo occorre una notevole stabilità della tensione di alimentazione. Ne sono derivati di conseguenza due particolari circuitali del tutto insueti per questo tipo di strumento; un doppio triodo impiegato come doppia resistenza catodica dell'amplificatore in c.c. ed uno stabilizzatore di tensione pure elettronico (vedi schema semplificato di fig. 2). Le variazioni quindi nella tensione di rete (da 105 a 125 V) non introducono alcuna apprezzabile alterazione sia dello zero che del valore fondo scala.

L'amplificatore a c.c. infatti è fortemente controreazionato dato che il doppio triodo funziona da amplificatore catodico, che come è noto introduce nel circuito il massimo di reazione negativo riducendo il fattore di amplificazione quasi eguale a 1. Ad aumentare la stabilità le resistenze catodiche sono costituite dalle due sezioni di un doppio triodo. Le resistenze dinamiche che si vengono a creare sono infatti utilizzate per le correzioni di zero. Qualsiasi alterazione delle condizioni di equilibrio di uno dei bracci del ponte tende così a introdurre una eguale alterazione nell'altro braccio corrispondente. Qualsiasi differenza di emissione da parte dei catodi del doppio triodo 6SU7 al variare della tensione di filamento viene quindi ad essere compensata e non provoca in pratica una derivazione dell'indice dello zero elettrico dello strumento.

Lo zero elettrico viene regolato alterando la polarizzazione (in più od in meno) della griglia del triodo che fà da braccio fisso del ponte tramite il potenziometro R_{31} da 20 kΩ (vedi lo schema di principio di fig. 3). Naturalmente il grado di controreazione viene ridotto dalle resistenze addizionali di portata con cui viene regolato il fondo scala dello strumento.

Anche questo delle resistenze addizionali disposte tra i catodi del doppio triodo 6SU7 è un particolare tipico di questo solo strumento. In questo modo le ultime portate, le più elevate danno luogo al massimo di controreazione. Non solo ma il fatto che in griglia non esiste nessun partitore tarato (tipico invece dei normali voltmetri a valvola) permette di fare uso dello strumento con l'inserzione « a griglia aperta ». Questa prestazione permette di introdurre il ramo del circuito sotto misura in cui si localizza la tensione del circuito di griglia dello strumento in modo da evitare in pratica qualsiasi carico da parte dell'apparato, cosa questa molto importante per la misura ad esempio, di tensione ai capi della diagonale di un ponte in c.c. a lettura diretta di percentuale di scarto. In questo caso infatti ogni consumo da parte del circuito di misura ridurrebbe seriamente la sensibilità del ponte e impedirebbe che la scala in percentuale risulti egualmente valida per tutte le portate del ponte.

La resistenza che lo strumento presenta a griglia aperta è strettamente legata alla corrente di griglia che si aggira sul millesimo di microampere. Un ponticello metallico tra i terminali permette la continuità tra il circuito per il servizio in griglia aperta e quello con l'entrata normale a 10 MΩ. Ai circuiti di catodo dei due triodi della 6SU7 sono collegate le due catene di resistenze addizionali disposte l'una in serie all'altra relative alla misura di tensioni continue ed alternate. In serie a ciascuna, per taratura, sono disposti dei potenziometri a filo.

Lo strumento è da 50 μA fondo scala con lettura a specchio per l'eli-

Fig. 2 - Schema semplificato del voltmetro elettronico General Radio modello 1800-B.

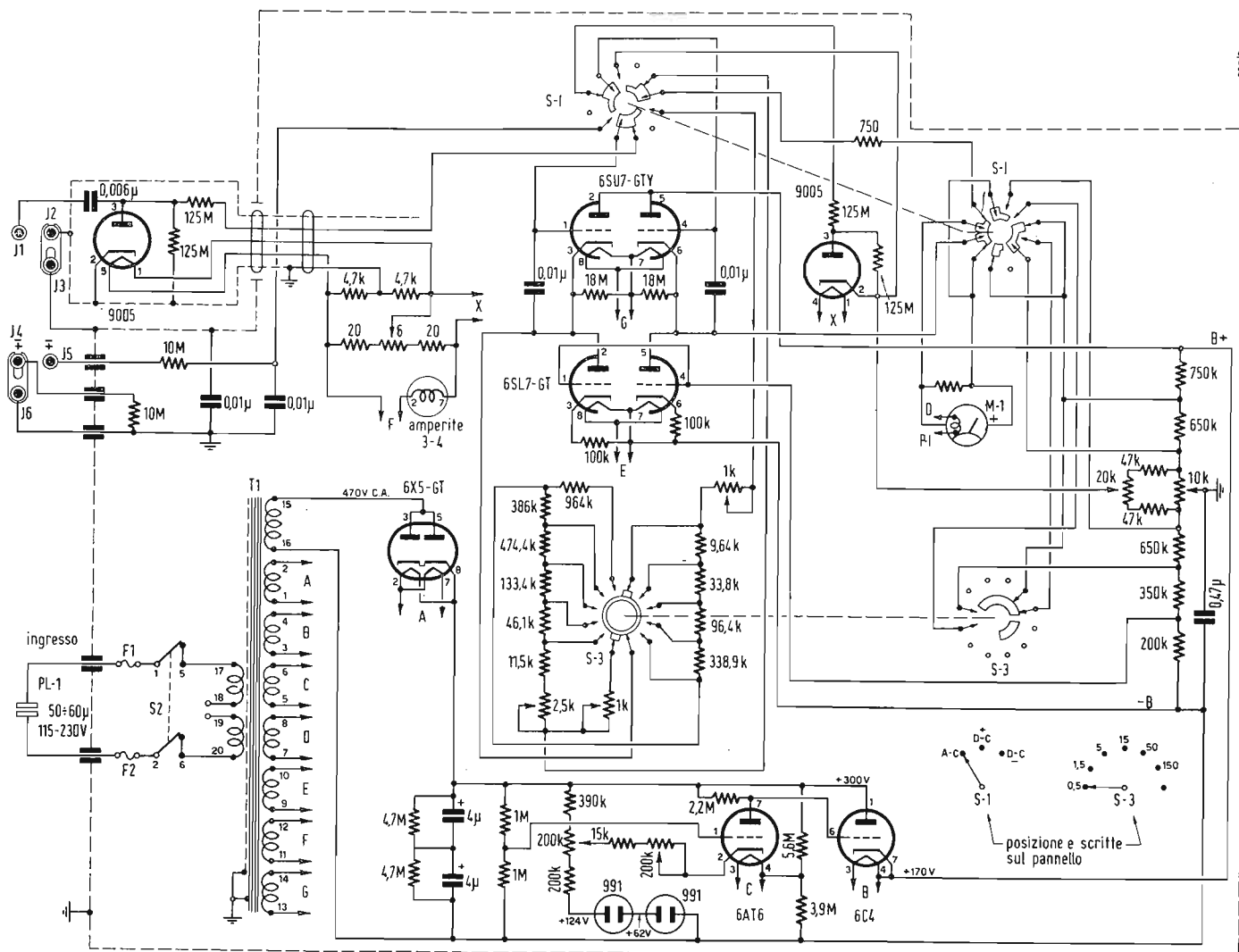



Fig. 3 - Schema elettrico quotato. Si noti il circuito di regolazione di alimentazione.

minazione degli errori di parallasse. Una lampadina illumina dall'interno le varie scale.

Un circuito RC costituito da una resistenza di 10 MΩ e da un condensatore da 10.000 pF «pulisce» il circuito di griglia da ogni traccia di residuo alternato che, provocando una polarizzazione per falla di griglia nel triodo cui è dovuto lo squilibrio del ponte comprometterebbe le misure. In parallelo al circuito di griglia del triodo della 6SU7 che provoca lo squilibrio del circuito a ponte è disposto un altro condensatore da 10.000 pF che filtra il segnale in c.c. proveniente, per le misure in c. a. dalla testina o probe prevista allo scopo. Questi condensatori di filtro debbono essere di qualità ottima, debbono cioè presentare un isolamento elevatissimo date le impedenze praticamente infinite caratteristiche dei circuiti nei quali essi vengono inseriti. Ad ogni buon conto anche il circuito di griglia del secondo triodo della 6SU7 anche se non ha il compito di porre fuori equilibrio il ponte viene esso pure equipaggiato con un condensatore da 10.000 pF nel circuito di griglia. Ciò sia per evitare alterazioni di lettura dovute a tensioni alternate nel circuito di griglia, sia per bilanciare, per quanto possibile il circuito, mettendo i due rami nel ponte nelle stesse condizioni di funzionamento. Questo indirizzo vale anche per le misure in c.a. per le quali la «tensione di estrazione» che si localizza ai capi del diodo ghianda 9005 per effetto dell'emissione catodica viene applicata ad entrambe le griglie della 6SU7. Un diodo del tutto eguale a quello contenuto nel probe viene infatti collegato con lo stesso circuito elettronico con due resistenze da 125 MΩ anche nel circuito di griglia del triodo che non provoca equilibri nel circuito del ponte.

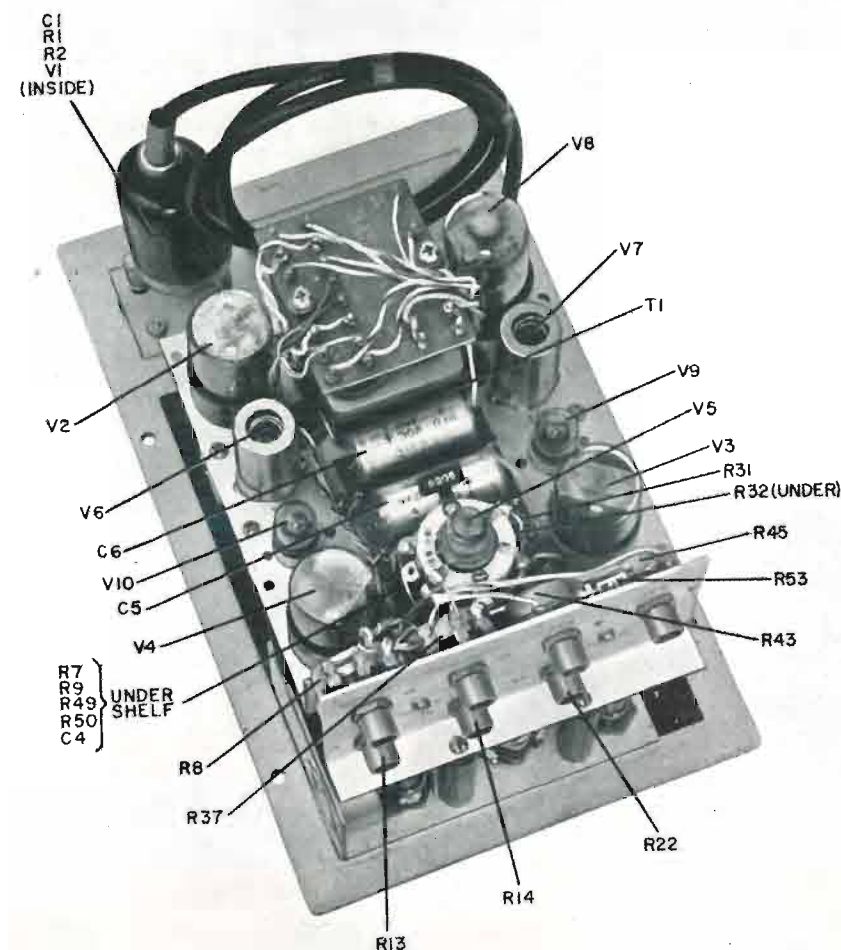
Il perfetto bilanciamento viene ottenuto regolando col potenziometro R_8 la tensione di filamento dei diodi. Il potenziometro è collegato in modo tale che ad un aumento di tensione di filamento per un diodo corrisponde in pratica una diminuzione per l'altro. La corrente del circuito di filamento di questi diodi viene regolata con l'inserzione di un tubo regolatore al ferro idrogeno. Ne ci si può meravigliare di ciò. Tutti gli altri tubi sono in pratica inseriti nel circuito, in modo che una variazione di tensione del filamento non provoca alterazione nelle misure. (L'alimentazione anodica è infatti stabilizzata elettronicamente ed i due tubi 6SU7 e 6SL7 energicamente controreazionati). Solo per i diodi 9005 occorre una regolazione che impedisca variazioni nel «potenziale di estrazione» che per conseguenza garantisce della stabilità dello zero elettrico nelle misure di tensione in c.a. Il probe è equipaggiato con resistenza di ingresso di 125 MΩ di modo che è possibile estendere il limite inferiore delle misure fino ai 20 Hz con l'inserzione di un condensatore di soli 6000 pF.

Per la misura di tensioni a bassa frequenza fino ai 100.000 Hz è conveniente inserire la testina nell'apposita sede prevista nel fianco dello strumento e collegare il circuito sotto misura ai terminali previsti sul ponte dello strumento. Una linguetta di metallo permette di collegare a massa nel modo più opportuno il collegamento di schermo della testina al fronte del pannello (LOW) mentre per la misura di alta frequenza (HIGH) la linguetta metallica pone a massa il collegamento che dalla punta del probe va fino al terminale sul fronte del pannello, in modo che non possa introdurre nel circuito di misura delle tensioni spurie di disturbo. Per misure di tensioni piuttosto elevate (50 ÷ 100 V) è conveniente ricorrere al collegamento diretto alla testina anche se si tratta di tensioni di frequenza relativamente bassa e ciò perchè il collegamento interno al pannello può ovviamente comportare qualche perdita.

L'impedenza che presenta la testina alle frequenze più basse si aggira sui 25 MΩ.

Per frequenze più elevate l'impedenza è determinata dalla capacità verso massa del circuito che si aggira come già si è detto sui 4,5 pF riducibile a 3,1 con qualche accorgimento (rimuovendo il coperchio del probe).

Anche l'alimentazione dello strumento presenta qualche particolare che distacca questo schema dagli altri del mercato. Anzitutto il trasformatore di alimentazione con tensione primaria di 110 o 220 V, è munito di ben 7 avvolgimenti secondari a 6,3 o 12 V per i 7 tubi e per la lampadina spia dello strumento. Ciò per motivi di sicurezza, date le tensioni continue applicate ai catodi che pongono in pericolo l'isolamento filamento-catodo.

Una 6X5 raddrizza una semionda e carica due condensatori elettrolitici disposti l'uno in serie all'altro in modo da permettere con normali tensioni di lavoro il livellamento di una tensione di esercizio abbastanza alta da alimentare sia il tubo regolatore che il circuito anodico dello strumento.

Al solito al partitore capacitivo è stato aggiunto un partitore resistivo che ha il compito di mantenere costante il rapporto di tensione di lavoro suddivisa tra i due condensatori elettrolitici.

Il circuito di regolazione elettronica è del tutto convenzionale nè è il caso quindi di soffermarci in proposito; è sufficiente far notare che esso è previsto per correggere solo le alterazioni di tensione provenienti dalla rete. Ai capi della tensione livellata è applicato un partitore che ha il compito di alimentare con l'opportuno valore di polarizzazione di griglia sia i due triodi della 6SL7, che si comportano da resistenze di controreazione, che i triodi della 6SU7 inseriti come bracci del ponte.

Tale polarizzazione ha la massima importanza per portare le valvole al corretto punto di lavoro nonostante il forte carico catodico ai capi del quale si deve localizza l'intera tensione da misurare che, per la massima portata, arriva fino ai 150 V.

Il commutatoredi portata riduce tale polarizzazione di griglia rispetto a massa da 222 V per 0,5-1,5-5-15 V fondo scala a —80 per i 50 e 150 V per la 6SL7 mentre la tensione di placca sale dai +2 ai +4,3 V per gli stessi due gruppi di portate. La tensione catodica varia naturalmente da —220 a —80 per il catodo punta 3 e — 76 per il catodo punta 6.

Per la 6SU7 invece con le commutazioni di portata la tensione di placca è di 170 V nelle portate 0,5 - 1,5 - 5

(il testo segue a pag. 136)

Fig. 5 - Vista interna del voltmetro elettronico General Radio modello 1800-R

Fig. 4 - Correzioni di frequenza, ricavate con testina con cappuccio, ma senza spinotto coassiale.

Le Batterie al Mercurio Forniranno Potenza ad Apparecchiature Portatili e Renderanno Possibili Dispositivi mai Conosciuti Prima d'Ora

FRA SOLI pochi mesi, un razzo sagomato come un lungo spillo lascerà, rombando, la terra, squarcerà l'aria a velocità mai raggiunte prima d'ora... e quindi, al termine del suo percorso ascensionale, lascerà libero il primo satellite fatto dall'uomo. Scagliata a centinaia di chilometri sopra di noi. questa luna della terra scandaglierà i segreti dello spazio che circonda il nostro pianeta e registrerà sul suo trasmettitore radio in miniatura i dati scientifici misurati dai suoi impagabili minuscoli strumenti di precisione.

La potenza per la radio del satellite viene da una sorgente d'energia che è, a modo suo, non meno sbalorditiva del satellite stesso. È la batteria al mercurio prodotta dalla P.R. MALLORY & Co. Inc. Essa è stata scelta per questo insolito compito grazie alle sue insolite qualità che di gran lunga oltrepassano quelle delle batterie consuete. Eccezionalmente piccola, ma dotata di grande potenza, essa si adatta facilmente nell'angusto interno del satellite. È la sola batteria chimica di dimensioni pratiche capace di fornire una potenza costante, non soggetta a fluttuazioni, per tutto l'intero ciclo della vita del satellite.

Molto prima che il satellite terrestre venisse progettato le batterie al mercurio costruite dalla Mallory erano state largamente impiegate nella seconda guerra mondiale. Infatti, durante i primi giorni della seconda guerra mondiale — proprio quando la batteria al mercurio era stata sviluppata dalla Mallory — le comunicazioni militari degli Stati Uniti d'America si erano trovate di fronte ad un serio problema di batterie. Procurare le batterie per apparecchiature radio portatili da campo fino alla zona di combattimento comportava mesi di viaggio per metà della circonferenza terrestre sino ai teatri d'operazione. Le batterie normali giungevano a destino con una vita residua appena sufficiente per alimentare il loro primo messaggio al fronte. E quelle che conservavano ancora un'energia sufficiente la perdevano ben presto quando esposte al caldo ed all'umidità tropicale.

Le batterie al mercurio hanno portato ad un nuovo livello di prestazioni le comunicazioni militari campali degli Stati Uniti, sia a terra quanto in mare. Con una completamente diversa combinazione di ingredienti chimici, essa ha costituito il maggior progresso raggiunto dalla tecnologia delle batterie dalla nascita della pila originale Leclanché del 1865, l'antenata della pila a secco allo zinco-carbone che è praticamente rimasta invariata per gli scorsi 75 anni. Il sistema a mercurio è stato concepito da Samuel Ruben, che è stato associato per lungo tempo alla Mallory. Alcuni anni prima egli aveva studiato il condensatore elettrolitico a secco.

Le conseguenze di questo studio sono state di lunga portata. La nuova batteria ha potuto essere spedita oltre mare e tenuta in depositi campali per settimane — e persino per mesi — senza andare soggetta a deterioramento. La sua attitudine, unica, a rimanere in piena efficienza per tutta la durata della sua vita ha permesso a messaggi d'importanza vitale d'incrociarsi per l'aria senza pericolo ch'essi «svanissero» in momenti cruciali. Essa ha sopportato il clima da forno delle giungle del Pacifico.

Ugualmente importante è l'ulteriore progresso verso la miniaturizzazione che la compatta batteria al mercurio ha reso possibile. Nel progettare piccole radio, le dimensioni della batteria hanno cessato di essere un preminente fattore limitativo; il famoso «walkie-talkie», appena più grande di un apparecchio telefonico, è stato una delle prime apparecchiature radio in miniatura che hanno impiegato questa minuscola batteria.

Il primo impiego civile delle batterie al mercurio è stato negli otofoni. Usata unitamente alle nuove valvole miniatura studiate durante la guerra, questa batteria ha contribuito a ridurre le dimensioni degli otofoni da scatole ingombranti ed antiestetiche a piccoli astucci che possano essere portati in modo non appariscente. Al tempo stesso ha eliminato molti dei fastidi e degli inconvenienti derivanti dal frequente ricambio di batterie. Più recentemente, la batteria al mercurio si è dimostrata la compagna ideale dei transistori, sia per le sue dimensioni estremamente piccole che per la sua costanza nell'erogazione di energia; cosa che si adatta esattamente alle esigenze elettriche del transistore. Grazie, in larga misura, alle batterie al mercurio, gli odierni otofoni a transistori sono così piccoli che alcuni modelli si adattano nelle stanghette degli occhiali od in capsule, che possono essere portate, non viste, dietro l'orecchio. I nuovi otofoni hanno virtualmente spazzato dal mercato tutti i tipi preesistenti, ed hanno liberato migliaia di persone dall'inconveniente della perdita dell'udito. Oggi, le batterie al mercurio sono impiegate nel 95 % di tutti gli otofoni a transistori.

Per coloro che usano otofoni, le prestazioni delle batterie al mercurio sono un buon affare continuato anche dal punto di vista economico.

Le nuove radio portatili a transistori, tanto piccole da poter essere messe in tasca, sono un altro prodotto rivoluzionario in miniatura che le batterie al mercurio hanno reso possibile. A giudicare dallo straordinario successo di vendite dello scorso anno negli Stati Uniti, esse permettono di diventare la radio portatile, capace di portarci distrazioni e notizie ovunque viaggiamo meglio di quanto sia stato sin'ora possibile. Anche qui le batterie al mercurio ricompensano ad usura l'utente del loro prezzo. Esse durano varie volte di più delle ordinarie batterie anche in condizioni di scarica nettamente più sfavorevoli. La loro potenza costante elimina l'evanescenza e mette fine ai «periodi di riposo».

Gli appassionati di fotografia apprezzeranno un altro contributo arrecato dalle batterie al mercurio. Come alimentatrici di «photoflash» queste batterie a lunga vita assicurano un'esatta sincronizzazione del lampo all'otturatore, eliminando così una diffusa causa di negative deboli ed una perdita di occasioni per fotografie. Si può fare affidamento su due anni di perfetto funzionamento di un «flash» alimentato con le batterie al mercurio corredate dagli appropriati condensatori... molto aldilà della vita normale che ci si può aspettare dalle consuete batterie per «flash».

Dozzine di altri tipi di apparecchiature elettroniche vengono progettate in forma ben più compatta, ricorrendo all'uso delle batterie al mercurio. Registratori tascabili a filo e a nastro, che vi permettono di dettare la corrispondenza e di prendere parola per parola i verbali di riunioni ovunque viaggiate, sono alimentati da queste batterie in miniatura. Così, analogamente, i minuscoli strumenti che vengono calati nei pozzi per scoprire se vi è il petrolio, trasmittitori di soccorso aerei e navali, radiofari, contatori Geiger portatili ed altri dispositivi di prova, parimenti portatili. Un giorno potrete portare al polso un orologio elettrico alimentato da una batteria al mercurio. Per questa moderna e precisa sorgente di energia, vi sono infiniti impieghi potenziali, in prodotti per la casa e per l'industria, e persino in nuove foggie di giocattoli funzionanti a batteria per i vostri bambini.

(C.Al.)

Considerazioni Tecniche sui Trasmettitori per TV

Distorsioni del Segnale Introdotte nei Circuiti Costituenti i Trasmettitori Video ed Audio

dott. ing. Vittorio Banfi

(secondo articolo di questa serie)*

NEL SISTEMA completo di trasmissioni TV, dalla ripresa in studio sino al tubo catodico o all'altoparlante del ricevitore, interessa a noi esaminare quali siano e quali valori raggiungano le eventuali deformazioni o distorsioni dei segnali video ed audio che si presentano in uscita dei rispettivi trasmettitori.

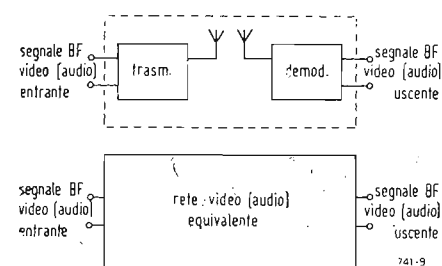



Fig. 1. - Rete video equivalente per la determinazione globale equivalente video oppure audio da attribuirsi al solo trasmettitore.

Viene confrontato pertanto il segnale video ed audio allo ingresso del trasmettitore con il segnale uscente rivelato da un demodulatore che chiameremo standard o campione, ossia tale da non introdurre apprezzabile distorsione nel segnale stesso, di guisa che si determina la distorsione globale equivalente video oppure audio da attribuirsi al solo trasmettitore (fig. 1).

Si è detto distorsione globale equivalente video (o audio) in quanto, radunando trasmettitore e demodulatore in un unico trasduttore a due coppie di terminali, si è considerata questa distorsione come generata da una rete equivalente pure a due coppie di terminali percorsa unicamente da segnali video (o audio).

Esaminando ora quali e quanti siano i tipi di distorsione che si presentano vedremo che essi sono nell'ordine: *distorsione di ampiezza* (o armonica), *distorsione di frequenza*, *distorsione di fase* e infine *distorsione per rumore di fondo*. Queste distorsioni è importante rendere minime al fine di ottenere un ottima riproduzione dell'informazione ripresa. Per il segnale video particolarmente dannosa è la distorsione di frequenza e quella di fase, in misura minore la distorsione armonica e quella del rumore di fondo.

Nei confronti del segnale audio potremmo dire che tutte sono egualmente dannose tranne la distorsione di fase, la quale non essendo rilevata dal nostro udito, può essere senz'altro trascurata.

Si descriveranno ora singolarmente questi quattro tipi di distorsione e le loro conseguenze sulla riproduzione del segnale. Successivamente verranno esaminati in dettaglio le misure riguardanti i suddetti tipi di distorsione.

Il segnale corrispondente all'informazione ripresa (sottointenderemo d'ora innanzi che esso può essere video o audio) può pensarsi come una tensione funzione del tempo perfettamente uguale ad una somma di tensioni sinoidali di frequenze che variano da poche decine di hertz sino a 5,5 MHz. Si avrà quindi:

$$v(t) = V_0 \text{ sen } (\omega_0 t + \varphi_0) + V_1 \text{ sen } (\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \text{ sen } (\omega_2 t + \varphi_2) + \ldots$$

che si legge: il segnale $v(t)$, funzione qualsiasi del tempo, risulta identicamente uguale, per ogni valore di t, alla somma di segnali sinoidali di pulsazione ω_0, ω_1, ω_2, ecc... corrispondenti a frequenze f_0, f_1, f_2 ecc... nel campo suddetto.

Il primo tipo di distorsione che si presenta è quella cosidetta armonica o distorsione di ampiezza. Essa si può introdurre nel seguente modo.

Sia il quadripolo di cui si intenda rilevare la distorsione armonica, quello di fig. 2 alimentato da un generatore ed erogante su di un carico: questi due ultimi circuiti non interessano alla nostra analisi che si sofferma invece sul quadripolo. Sia nota la caratteristica dinamica di trasferimento ossia una curva che faccia corrispondere ad un valore istantaneo della tensione d'ingresso il valore allo stesso istante della tensione d'uscita. Più semplicemente a valori di ampiezza in ingresso fa corrispondere valori di ampiezza in uscita.

La curva v_u, v_e sia l'espressione grafica di un legame analitico $v_u = f(v_e)$,

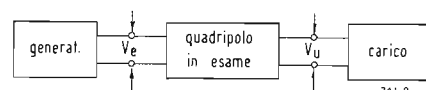



Fig. 2. - Esame di un quadripolo.

che supposto sviluppato in serie di potenze (di Taylor), si scrive:

$$v_u = a v_e + b v_e^2 + c v_e^3$$

ammettendo di trascurare le potenze superiori alla terza armonica perchè corrispondenti ad ampiezze assai esigue. Se riteniamo, per semplicità, che il segnale all'ingresso sia costituito da un segnale sinoidale puro di pulsazione ω_0 per modo che:

$v_e = V_0$ sen $\omega_0 t$ (v_e valore istantaneo) la tensione di uscita v_u (istantanea) sarà:

$$v_u = a V_0 \text{ sen } \omega_0 t + b V_0^2 \text{ sen}^2 \omega_0 t + c V_0^3 \text{ sen}^3 \omega_0 t + \ldots$$

ricordando che:

$$\text{sen}^2 \omega_0 t = \frac{1 - \cos 2\omega_0 t}{2}$$

$$\text{sen}^3 \omega_0 t = \frac{3 \text{ sen} \omega_0 t - \text{sen } 3\omega_0 t}{4}$$

$$v_u = a_0 + a' \text{ sen } \omega_0 t + b' \cos 2\omega_0 t + c' \text{ sen } 3\omega_0 t + \ldots$$

(dove a', b', c', sono certe costanti dipendenti da a, b, c, V_0).

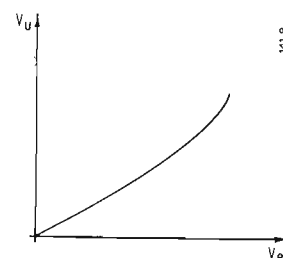



Fig. 3. - Caratteristica dinamica di trasferimento di un quadripolo presentante distorsione armonica.

Risulta evidente pertanto questa conclusione importante: ad un segnale puro sinoidale di pulsazione ω_0 in ingresso, corrisponde in uscita un segnale sinoidale della stessa pulsazione accompagnato dalle sue armoniche, ossia da segnali sinoidali aventi pulsazioni multiple di ω_0 (doppia, tripla a seconda della potenza a cui si è giunti nello sviluppo della curva della caratteristica dinamica).

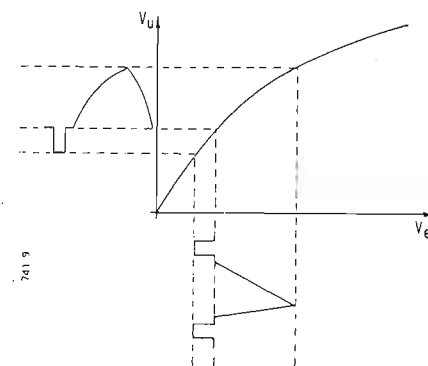



Fig. 4. - Caratteristica dinamica tipica di un quadripolo e distorsione relativa.

Nel caso di un segnale qualsiasi come si era prima descritto:

$$V_0 \text{ sen } (\omega_0 t + \varphi_0) + V_1 \text{ sen } (\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \text{ sen } (\omega_2 t + \varphi_2) + \ldots$$

per ciascuno di questi termini si può ripetere quanto sopra detto per una nota pura e come risultato in uscita si avrà a conti fatti:

$$A_0 + A_1 \text{ sen } (\omega_0 t + \Phi_0) + A_2 \cos (2\omega_0 t + \Phi_1) + A_3 \text{ sen } (3\omega_0 t + \Phi_2) + A_4 \text{ sen } (\omega_1 t + \Phi_3) + A_5 \cos (2\omega_1 t + \Phi_4) + A_6 \text{ sen } (3\omega_1 t + \Phi_5) + A_7 \text{ sen } (\omega_2 t + \Phi_6) + A_8 \cos (2\omega_2 t + \Phi_7) + A_9 \text{ sen } (3\omega_2 t + \Phi_8) + \ldots$$

come si vede il segnale risulta sensibilmente variato come forma d'onda rispetto all'ingresso in quanto somma di un termine costante e nove termini sinoidali di pulsazioni diverse anzichè di tre termini soli come nella tensione di ingresso.

Nel caso del segnale video siffatta distorsione, anche detta di non linearità, può condurre ad una alterazione equivalente a quella del cosidetto « fattore gamma » (γ) ben noto nella tecnica video.

Vediamo ad esempio che con un segnale a dente di sega in ingresso al trasmettitore, se la rete equivalente video ha una caratteristica dinamica rappresentata in fig. 4 il segnale in uscita alla rete equivalente risulta distorto. E quindi il trasmettitore tenderà ad una compressione dei bianchi presentando un tipico esempio di distorsione non lineare.

Vi sarà assenza di tale distorsione se la caratteristica dinamica suddetta sarà lineare.

Il secondo tipo di distorsione che si prende in considerazione è la distorsione di frequenza. Riprendiamo l'espressione analitica del segnale:

$$V_0 \text{ sen } (\omega_0 t + \varphi_0) + V_1 \text{ sen } (\omega_1 t + \varphi_1) + V_2 \text{ sen } (\omega_2 t + \varphi_2) + \ldots$$

Supponiamo che il nostro quadripolo (fig. 2) abbia un guadagno (oppure attenuazione) diverso a seconda della frequenza del segnale sinoidale allo ingresso; di guisa che ad esempio alla frequenza f_0 abbia un guadagno G_0, alla frequenza f_1 un guadagno G_1 ed infine alla frequenza f_2 un guadagno G_2.

L'espressione analitica del segnale si può porre anche nella forma:

$$v_e = V_0 \text{ sen} \omega_0 (t + t_0) + V_1 \text{ sen} \omega_1 (t + t_1) + V_2 \text{ sen} \omega_2 (t + t_2) + \ldots$$

$$t_0 = \frac{\varphi_0}{\omega_0} \qquad t_1 = \frac{\varphi_1}{\omega_1} \qquad t_2 = \frac{\varphi_2}{\omega_2}$$

il segnale in uscita sarà dunque:

$$v_u = G_0 V_0 \text{ sen} \omega_0 (t + t'_0) + G_1 V_1 \text{ sen} \omega_1 (t + t'_1) + G_2 V_2 \text{ sen} \omega_2 (t + t'_2) + \ldots$$

$$t'_0 = t_0 + \tau_0 \qquad t'_1 = t_1 + \tau_1 \qquad t'_2 = t_2 + \tau_2$$

Se ammettiamo per semplicità $\tau_0 = \tau_1 = \tau_2$, il che corrisponde come vedremo ad assenza di distorsione di fase, osserveremo che per il fatto che $G_0 \neq G_1 \neq G_2$ il segnale non è fedelmente riprodotto in quanto le ampiezze relative alle varie armoniche diversamente amplificate alterano la forma d'onda del segnale di uscita rispetto alla forma d'onda del segnale in ingresso introducendo così la distorsione di frequenza.

Per avere assenza di questa distorsione occorre che la caratteristica guadagno-frequenza del quadripolo sia uniforme, ossia una retta parallela all'asse delle ascisse in tutto il campo delle frequenze interessate dal segnale in ingresso. Distorsione di questo tipo può condurre nel caso del segnale video a difetti nell'immagine riprodotta, quale scarsa definizione, alonature e sfumature, nel caso dell'audio a mancanza di fedeltà nel suono riprodotto.

Altro tipo di distorsione che si può incontrare è la distorsione di fase. Riprendendo l'espressione dell'ultima formula scritta si può osservare che pur avendosi $G_0 = G_1 = G_2$ potrebbe essere $\tau_0 \neq \tau_1 \neq \tau_2$; questo significa che il ritardo (o l'anticipo) in tempo subito dalle varie armoniche per il passaggio attraverso il quadripolo in esame risulta diverso l'una dall'altra e la posizione mutua lungo l'asse dei tempi (lo sfasamento) diventa differente; la forma di onda del segnale è pertanto non riprodotta fedelmente in uscita rispetto a quella d'ingresso e la distorsione in parola chiamasi di fase.

A scopo di esemplificazione si consideri un'onda quadrata applicata ad un quadripolo che presenti una *distorsione di frequenza* conseguente a un guadagno inferiore alle basse frequenze rispetto al centro banda e alle alte frequenze. Le

(il testo segue a pag. 137)

(*) Per il primo articolo di questa serie si rinvia a: BANFI V., Definizione di potenza di picco di un trasmettitore televisivo e misure relative, *l'antenna*, luglio 1956, XXVIII, 7, pag. 300.

Motori C.C. a Velocità Regolabile Alimentati da una Rete in C. A.

L'amico lettore che ci abbia seguito negli articoli precedenti, pubblicati su* l'antenna *nei numeri di febbraio, luglio e novembre 1956 (*), si è già fatto un'idea generale delle possibilità, dei pregi, dei limiti dell'azionamento elettronico dei motori elettrici c. c. a velocità regolabile.

(quarto articolo di questa serie)

dott. ing. Piero Nucci

1. - CARATTERISTICHE MECCANICHE.

1.1. - Regolazione spontanea.

Abbiamo già accennato che la caratteristica naturale di un motore a corrente continua a eccitazione in parallelo o a eccitazione indipendente è

Fig. 1 - Caratteristica meccanica e caratteristica di potenza di un motore: *a*) tipo parallelo; *b*) tipo serie.

pressochè orizzontale (v. fig. 1); cioè, che le variazioni di velocità al variare del carico (coppia resistente) sono irrilevanti. Caratteristica analoga, ha del resto, il motore trifase a induzione, come anche la turbina a vapore ed il motore a scoppio. In contrapposto rileviamo che il motore a corrente continua eccitato in serie ha una caratteristica pressochè iperbolica, ciò che significa che all'aumento della coppia resistente corrisponde una spiccata riduzione della velocità e viceversa. Tale è pure la caratteristica dei motori in serie e dei motori a repulsione alimentati a corrente alternata monofase, nonchè quella delle macchine alternative a stantuffo (a vapore, pneumatiche, ecc.).

Queste due grandi classi di macchine motrici hanno campi di applicazione diversi in quanto le prime sono sostanzialmente a giri costanti e quindi a potenza crescente con la coppia; e la costanza della velocità si paga con il fatto che, a bassa coppia, non è utilizzata la piena potenza della macchina (inoltre il rendimento peggiora); mentre le seconde sono sostanzialmente a coppia inversamente proporzionale alla velocità, quindi a potenza pressochè costante; in questa si utilizza la possibilità di avere, pure con potenza limitata, coppie più energiche; ma la si paga con la riduzione della velocità. Si prestano bene quindi per esercizi flessibili.

1.2. - Controllo.

Inoltre, i motori elettrici a corrente continua, a eccitazione in parallelo o a eccitazione separata, si prestano ad un agevole controllo continuo della velocità entro vasti limiti, tutte le volte che sia facile variare la tensione di alimentazione dell'indotto in maniera economicamente conveniente.

S'intende che questo controllo a coppia costante non sfrutta la piena potenza del motore se non alla velocità massima (v. fig. 12 b).

A tensione costante invece un controllo discontinuo si ottiene adottando due motori uguali, di potenza metà di quella richiesta, e accoppiandoli una volta in serie ed una volta in parallelo (trazione).

Bisogna escludere il controllo a mezzo di reostati (salvo che per le fasi di passaggio) perchè esso dà una regolazione [1] instabile e i reostati dissipano in calore una grande potenza; un certo controllo può ottenersi con l'aumento di velocità che consegue all'indebolimento del campo eccitatore, ma questo metodo trova presto dei limiti nella riduzione della coppia motrice che potrebbe anche discendere al di sotto della coppia resistente; si presta bene per rapidi ritorni a vuoto e (in trazione) per rapida corsa in pianura, a coppia molto ridotta e a potenza costante o decrescente (v. fig. 13 b).

In quei casi in cui si richieda l'alimentazione da una rete a corrente alternata e la variazione della velocità realizzabile *con continuità* ed *entro vasti limiti*, la soluzione classica, rimasta per molti anni praticamente unica, è quella del gruppo Ward-Léonard. Essa consta di un gruppo rotante convertitore *motore trifase-generatrice a c.c.* e del motore di lavoro, a corrente continua; eccitatrici separate, montate sullo stesso gruppo, danno il campo sia al motore che alla dinamo.

Variando la corrente di campo della dinamo si varia quasi proporzionalmente la tensione e quindi la velocità del motore di lavoro. La regolazione è agevole, continua, economica, però la spesa di impianto è rilevante, trattandosi di installare tre macchine invece di una, tutte della stessa potenza.

A soluzioni eleganti, in casi determinati, si presta la metadinamo (p. es. per locomotori di manovra). Dell'uno e dell'altra ci riserviamo di dar cenno prima di concludere questa serie di note.

In un epoca più recente (praticamente nell'ultimo decennio) si è affacciata la soluzione elettronica per la conversione della corrente trifase in continua, che consente anche la regolazione della tensione, quindi della velocità.

Però è da osservare (ed è curioso a prima vista) che, con dispositivi di questo genere, se non c'è controllo, la caratteristica del motore a c.c. eccitato separatamente non è più orizzontale ma diventa invece fortemente pendente, come si vede in fig. 2.

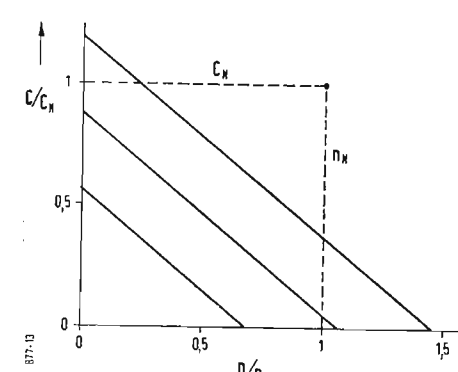



Fig. 2. - Caratteristiche meccaniche del motore c.c. a eccitazione indipendente, alimentato da raddrizzatori non controllati.

Ciò dipende come abbiamo accennato nella prima puntata [2] dal fatto che la corrente passante è proporzionale, istante per istante, alla differenza fra la tensione raddrizzata (di forma pseudosinusoidale) e la forza controelettromotrice della macchina, costante per velocità e eccitazione date, sicchè al variare p. es. al crescere della coppia (ciò che richiede una maggior corrente) è necessaria una forte riduzione della f.c.e.m e quindi della velocità, giacchè la corrente media è funzione della differenza fra tensione istantanea raddrizzata (pseudosinusoidale) e f.c.e.m. Il fatto dipende dunque non dal tipo di raddrizzatore adottato ma dalla forma della tensione raddrizzata e dal conseguente fatto che l'intervallo passante è sempre minore di un semiperiodo giacchè non passa corrente negli istanti in cui la f.c.e.m. è maggiore della tensione momentanea applicata.

Fig. 3. - La tensione istantanea che effettivamente alimenta l'armatura è data dalla differenza fra le ordinate del tronco passante di sinusoide v e la forza contro-elettromotrice costante E. Si vedono, diversamente tratteggiati, due casi per due diversi valori di E, E_1 ed E_2. La corrente di armatura è a sua volta in ritardo rispetto alla detta tensione, in relazione all'autoinduzione del circuito; si vedono, sotto, le due curve di corrente i_1 e i_2 e i valori medi approssimati del semiperiodo, I_1 e I_2.

La cosa rivestirebbe una notevole gravità se il raddrizzatore non fosse controllato; perde invece ogni importanza in un raddrizzatore controllato a velocità stabilizzata giacchè, come abbiamo già osservato, da un controllo a controreazione (che è quasi l'unico usato) vengono confrontati gli effetti utilizzando come correttivo la differenza fra ciò che si realizza e ciò che si vuole ottenere, indipendentemente dalla causa di tale differenza. Il controllo raddrizza quindi la caratteristica pendente.

2. - VARIAZIONI DI REGIME.

Nelle fasi di riduzione della velocità o si toglie semplicemente la corrente (ed allora il rallentamento avviene secondo la caratteristica naturale) o si vuole un rallentamento decelerato ed allora si opera con frenatura elettrodinamica, oppure a recupero, o addirittura con controcorrente [3]. Quando non si adotta nessuna frenatura elettrica è opportuno adottare un limitatore anche della f.c.e.m. per evitare che, nel rallentamento da velocità forti, a pieno campo, essa diventi una sovratensione.

Nelle fasi invece di accelerazione la coppia motrice M_M deve superare la coppia resistente M_R di quel tanto che possa accelerare tutti gli organi rotanti:

$$M_M - M_R = J\varepsilon$$

In questa formula J è il momento d'inerzia, ε è l'accelerazione angolare supposta costante, cioè l'aumento di velocità angolare diviso per il tempo nel quale tale aumento si realizza; si suppone che tutti gli organi ruotino alla stessa velocità.

Poichè $M_M = k\Phi I$ si capisce che proprio in queste fasi la corrente assorbita è massima. Si capisce pure che la durata minima di una fase acceleratrice si ottiene quando l'accelerazione (e con esso la coppia e la corrente) è costante ed uguale alla massima ammissibile. All'atto pratico ciò significa la costanza della corrente, la quale deve coincidere con il valore massimo tollerabile dal motore e sopratutto dalle valvole joniche, giacchè il motore sopporta più facilmente delle valvole forti sovracorrenti di breve durata.

Si vede dunque come l'introduzione di un limitatore elettronico automatico di corrente (che in questa fase diventa l'unico controllo agente) conduca alla massima economicità d'impianto in relazione ad una certa prestazione voluta, dando una elevata sicurezza all'impianto stesso in quanto rende impossibile il verificarsi di corrente inammissibile e consentendo inoltre di risparmiare l'installazione di quegli altri organi di protezione che vengono usualmente adottati.

Questo limitatore agisce infatti unicamente in base al valore della corrente e quindi protegge la macchina e le valvole da ogni sovraccarico, a qualunque causa esso sia dovuto. Così,

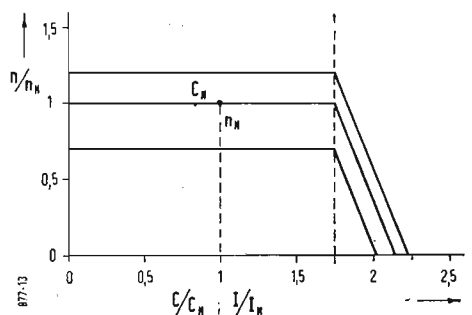



Fig. 4. - Caratteristiche normali, prima e dopo l'intervento del limitatore.

in caso di coppia resistente eccessiva, la velocità del motore potrà discendere fino a zero (rotore bloccato) ma è chiaro che nè il motore nè le valvole potranno essere attraversate da una corrente maggiore della sovracorrente predisposta. La caratteristica meccanica e quella elettromeccanica assumono la forma di fig. 4, riferite (come in fig. 2) ai giri normali, alla coppia normale ed alla corrente normale.

Diamo più avanti in questo articolo (in fig. 11) lo schema di funzionamento di un limitatore di corrente.

(*) Richiamiamo i paragrafi dei tre articoli precedenti:

1) Generalità. Principio del controllo. Leggi sul funzionamento del motore C.C. Ripidità delle caratteristiche con alimentazione da tensione sinusoidale raddrizzata.

2) Funzioni comprese in un controllo. Criteri generali di realizzazione. Principio della controreazione. Principio della stabilizzazione automatica. Oscillazioni naturali di un sistema. Principio della regolazione. Regolazioni accessorie: compensazione della caduta interna; limitazione di corrente; inversione del senso di marcia; frenatura.

3) Sistemi per realizzare il controllo. Controllo per tensione di armatura. Controllo per eccitazione. Alimentazione del controllo. Testa elettronica di controllo.

(1) Regolazione, è la variazione spontanea della velocità con la coppia; controllo è invece la variazione comandata, automatica o a mano.

(2) Nucci P., Controlli elettronici, *l'antenna*, febbraio 1956, XXVIII, 2, pag. 82, fig. 4, che qui riportiamo in fig. 3.

(3) Nucci P., Controlli elettronici, *l'antenna*, luglio 1956, XXVIII, 7, pag. 320, fig. 7.

3. - TIPI DI CONTROLLO.

Finchè una valvola jonica non è innescata la sua caratteristica statica (d'innesco) è assai simile a quella di una valvola elettronica; cioè il minimo potenziale di griglia, capace di provocare l'innesco, è tanto più negativo quanto più alta è la tensione anodica positiva. Segue che la curva della tensione di innesco della griglia è del tipo indicato in fig. 5.

Naturalmente quindi nel primo punto in cui la tensione di griglia taglia la

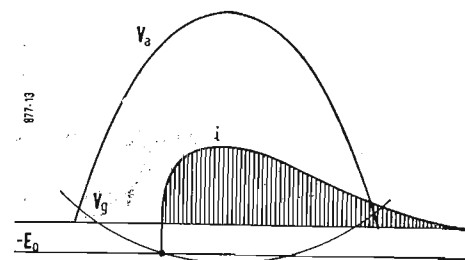



Fig. 5. - Caratteristica di innesco di una valvola jonica.

Fig. 7. - Controllo verticale. Passando da E'_0 a E_0'' l'innesco passa da I' a I''.

Fig. 8. - Controllo orizzontale. Variando lo sfasamento da v'_g a v''_g l'innesco passa da I' a I''

caratteristica d'innesco, la valvola diventa passante. Dopo, essa permane innescata fino a che la tensione anodica si annulla o almeno (sistemi polianodici) finchè non si innesca un'altro anodo che allora richiama su di sè la corrente [4].

Purtroppo però le caratteristiche d'innesco delle valvole ioniche (sopratutto di quelle a vapore di mercurio) variano notevolmente con la temperatura.

(4) Nucci P., Controlli elettronici, *l'antenna*, febbraio 1956, XXVIII, 2, pag. 81, figg. 2b) e 2c), qui riprodotte in figg. 6b) e 6c).

Una volta si distingueva l'innesco per controllo « verticale » e per controllo « orizzontale »; cioè alla griglia si applicava una tensione alternata sincrona a quella anodica, sfasata rispetto ad essa di un angolo fisso di ritardo (circa 90°) e si sovrapponeva alla tensione di griglia una tensione continua negativa regolabile di polarizzazione base (controllo verticale v. fig. 7) oppure si teneva fissa la tensione continua e si variava la fase della tensione sinusoidale (controllo orizzontale v. fig. 8).

Il secondo metodo consentiva una precisione dell'istante d'innesco migliore di quella della prima; tuttavia oggi si tende ad abbandonare entrambi i metodi in favore di un guizzo di tensione a fronte molto ripida, ciò che consente ovviamente una precisione assai migliore. Mediante esso infatti si passa bruscamente da una tensione molto inferiore ad una molto superiore a quella necessaria per l'innesco (v. figura 9).

Il fatto che le valvole a vapore di mercurio risentano notevolmente della temperatura, la quale incide sia sull'evaporazione che sulla ionizzazione, conduce a non avere più una *curva* caratteristica ma una *zona* caratteristica di innesco (v. fig. 9).

Per migliorare anche la precisione degli istanti di innesco si può innescare prima un tiratron a gas (la cui caratteristica è assai meno influenzata dalla temperatura); la corrente bruscamente assorbita dal tiratron provoca un forte guizzo di tensione sulla griglia della valvola a vapore di mercurio. Per generare i guizzi ci si serve di extra correnti o di carica e scarica di condensatori.

Modernamente sono pure venuti largamente in uso gli amplificatori magnetici, che spesso sostituiscono vantaggiosamente in questi impianti industriali gli amplificatori elettronici; ne daremo un breve cenno prossimamente giacchè essi, sebbene nulla abbiano di elettronico, rientrano in tutto quel vasto movimento verso una automatizzazione sempre più spinta, movimento che non sappiamo immaginare che sarebbe avvenuto senza l'elettronica; esso è stato anche dovuto alle richieste sempre più pressanti fatte all'elettronica delle esigenze belliche; è così che con un movimento sempre più veloce la tecnica dei moderni automatismi è diventata l'automazione.

Fig. 6. - Alimentazione del carico R con una corrente raddrizzata ad una semionda, con alimentazione trifase e trasformatore triangolo-stella. In *a)* si vede lo schema dei collegamenti, in *b)* e in *c)* due diversi valori di parzializzazione.

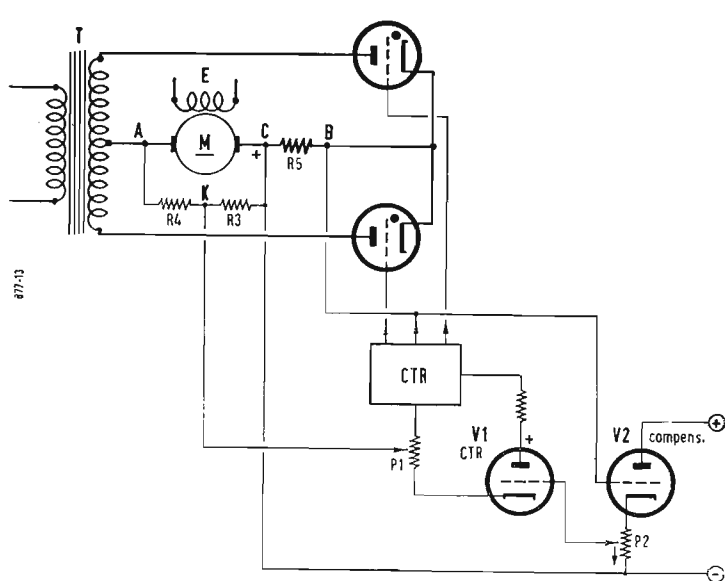



Fig. 10. - La valvola elettronica V_1 agisce in base alla tensione di armatura presente; essa è però influenzata anche da V_2 che risente della corrente di armatura.

4. - SCHEMI DI CONTROLLO.

4.1. - Altri schemi di compensazione della caduta interna di armatura.

Abbiamo già visto [5] un esempio di compensazione nella caduta interna di armatura; questa compensazione è ne-

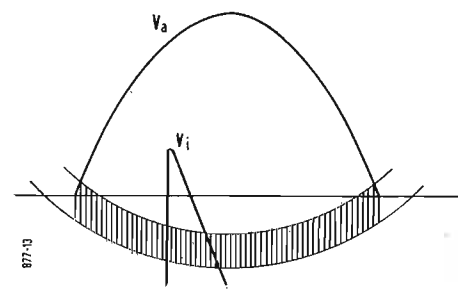



Fig. 9. - La caratteristica d'innesco è in realtà una *zona* d'innesco a causa della influenza della temperatura. La tensione di innesco (a guizzo) v_i, rende preciso l'istante di innesco, indipendentemente da questa influenza.

cessaria non solo perchè interessa prelevare una grandezza proporzionale non alla tensione applicata ma alla f.c.e.m. del motore, cioè in definitiva alla velocità; ma anche perchè deve intervenire a raddrizzare le caratteristiche pendenti già viste in fig. 2.

In essa sul resistore R_3 si preleva una tensione proporzionale alla tensione di armatura e sul potenziometro P_5 una tensione proporzionale alla corrente di armatura.

Con un'altro schema che mostriamo qui in fig. 10 la compensazione si realizza a mezzo di un secondo triodo V_2, montato oltre il normale triodo di pilotaggio o di controllo V_1. Il triodo di compensazione è collegato al carico catodico P_2 ed è alimentato da una separata sorgente di tensione anodica.

Il partitore R_4 R_3 ha l'usuale funzione di fornire una tensione proporzionale alla tensione di armatura, la quale agisce sulla griglia di V_1; la corrente anodica di questa influenza la griglia dei tiratron (con un reattore saturato o con un qualsiasi altro dispositivo contenuto in *CTR*) e quindi in definitiva agisce sulla tensione di armatura. Supponendo fissi i potenziali di tutti gli altri punti si vede che a un aumento della d.d.p. fra A e C (cioè della f.c.e.m. e quindi della velocità) corrisponde un abbassamento del potenziale al punto K, negativo rispetto a C; la corrente anodica di V_1 aumenta, riducendo così la tensione di alimentazione dell'armatura del motore.

Si ha il normale funzionamento in controreazione.

Supponiamo ora che sia invece la corrente del motore (e con essa la sua caduta interna di armatura) ad aumentare; se la tensione è costante, la f.c.e.m. e la velocità si saranno ridotte, e sarà aumentata la caduta di tensione ai capi di R_5. Il potenziale nel punto B, positivo rispetto a C, aumenta, sicchè aumenta la tensione di griglia e la corrente anodica di V_2 e si abbassa la tensione alla presa del potenziometro P_2 rispetto al punto C. La tensione di griglia e la corrente anodica di V_1 diminuiscono. La tensione al motore aumenta (effetto di reazione).

Si noti che questa compensazione *(il testo segue a pag. 136)*

(5) Nucci P., Controlli elettronici, *l'antenna*, novembre 1956, XXVIII, 11, pag. 512, schema di fig. 9.

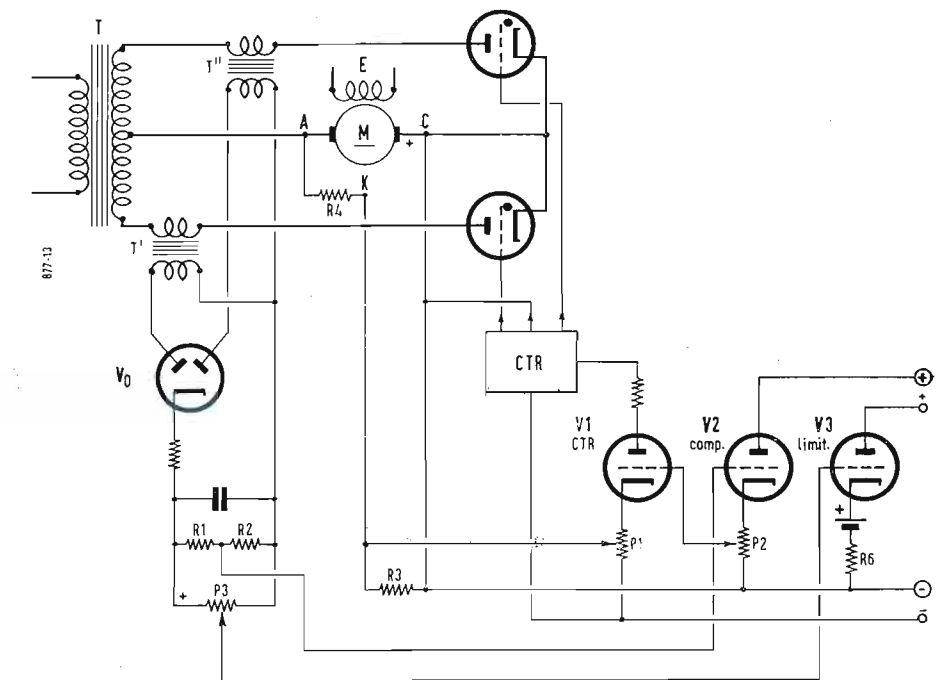



Fig. 11. - Lo schema è analogo a quello di fig. 10, salvo che manca il resistore R_5 nel controllo per corrente; questo avviene invece attraverso i due trasformatori T' e T'' e la valvola biplacca V_0. R_3, derivata fra i punti K e C, è stata per maggior chiarezza disegnata fra P_1 e P_2. Oltre la valvola V_0 è aggiunta la valvola limitatrice V_3; quando la presa di P_3 è fortemente positiva (ciò che indica una forte corrente di armatura) il triodo V_3 si sblocca e la sua corrente, passando per R_6, R_3 e P_1, rende fortemente negativo il catodo di V_1; questa valvola eroga corrente; allora i tiratron non possono più aumentare la corrente.

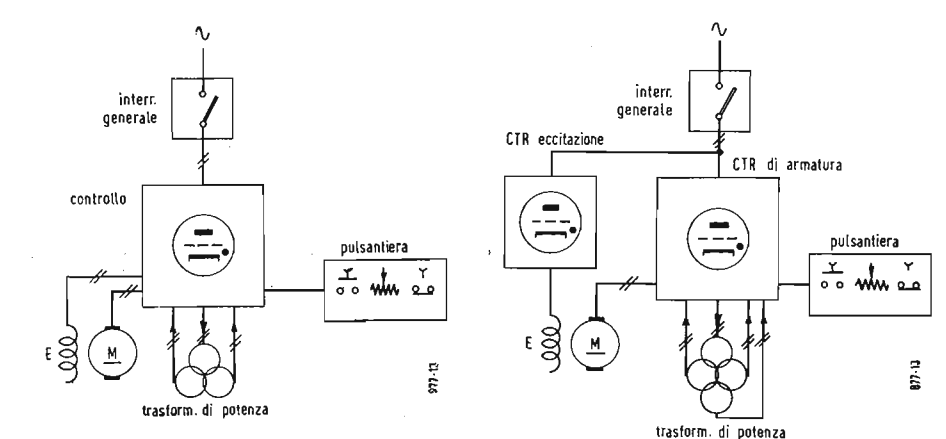



Fig. 12 *a)* e *b)*. - Schema a blocchi di un impianto a controllo di armatura e relativa caratteristica meccanica del motore.

Fig. 13 *a)* e *b)*. - Schema a blocchi di un impianto a controllo di armatura e di eccitazione e relativa caratteristica meccanica del motore.

Nuovo tubo a Raggi Catodici per TV a Colori*

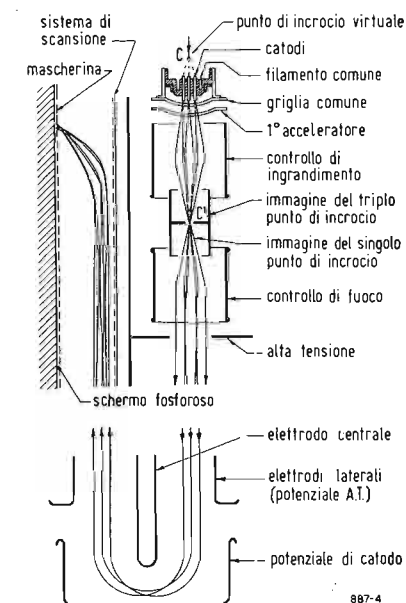



Fig. 1. - I tre cannoni elettronici e i percorsi dei tre pennelli.

Chiave di questo rivoluzionario cinescopio per televisione a colori è la lente elettronica di inversione, che devia il fascio elettronico di 180° e consente di disporre il cannone elettronico adiacente allo schermo.

PER OLTRE quattro anni il Dott. D. Gabor. F.R.S. del Imperial College of Science and Technology di Londra ha lavorato per realizzare un tubo piano per TV a colori avente una profondità fra gli 8 cm circa e gli 11,5 cm a seconda della grandezza dell'immagine.

Il suo principale interesse è la forma piana. Grandi i vantaggi che offre nella televisione a colori. Da un punto di vista costruttivo esso è assai più complicato di un convenzionale cinescopio per il bianco e nero, ma è assai più semplice di quello a colori. In fig. 3 è rappresentata una vista parziale sezionata di esso. La sua forma è quella di una scatola di vetro avente una profondità totale di circa 8 cm per una diagonale dell'immagine di 12 pollici e di circa 11,5 per il 21 pollici.

Il tubo è diviso in profondità in due parti mediante una lamina metallica, la quale supporta l'intero sistema ottico elettronico e nel medesimo tempo serve come schermo magnetico. Gli elettroni partono verticalmente verso il basso da tre cannoni elettronici, uno per ogni colore, e passano attraverso un comune sistema di lenti.

1. - DEFLESSIONE PER L'ASSE X

I pennelli elettronici passano successivamente attraverso un « sistema di deflessione X » che li deflette in senso orizzontale ed attraverso due coppie di « trimmer » i quali servono per compensare il disallineamento, dopo di che vengono a trovarsi nella « lente invertitrice ». Tale lente può essere considerata come una lente avente l'asse ottico curvo la quale soddisfa a quattro funzioni di ottica elettronica. Essa converte il ventaglio piano di raggi che escono dal « deflettore X » in un altro ventaglio piano, ma avente una divergenza quadrupla. Inoltre compensa l'effetto di sfocalizzazione, che accompagna sempre la deflessione elettrostatica, in modo tale che il pennello rimane sempre focalizzato durante la scansione di una linea orizzontale. La divergenza dei pennelli, dopo che hanno attraversato la lente invertitrice, può essere di 110 ÷ 120 gradi.

Successivamente i pennelli passano attraverso una lente elettromagnetica a forte azione focalizzatrice denominata « collimatore », la quale li ripiega verso l'alto permettendo loro di attuare la scansione sulla faccia frontale del tubo. Infine quando i pennelli hanno raggiunto un certo livello sono piegati in senso orizzontale onde cadere sullo schermo.

La curvatura finale ed il movimento di scansione verticale sono ottenuti in modo essenzialmente nuovo che è illustrato in fig. 4. Di fronte alla lamina metallica, che agisce anche come schermo magnetico, e ad una distanza di circa 3,3 mm vi è un complesso chiamato « sistema di scansione ». Esso è costituito da conduttori paralleli stampati su di una base flessibile ed isolante.

Nella parte centrale piana di tale lamina isolante vi sono delle linee orizzontali di materiale conducente ed il loro numero, di circa 120, non ha nessuna relazione diretta con il numero delle linee di « standard » di trasmissione. Ai due lati, dove la base è ripiegata in forma di U, le linee conducenti sono piegate verso l'alto, come è mostrato dalla figura. Esse non sono connesse ad altri elementi e la carica e scarica è effettuata dal pennello elettronico stesso.

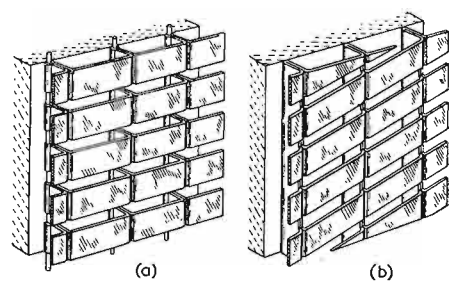



Fig. 2. - Mascherina normale (*a*) e mascherina inclinata per eliminare l'effetto di moiré.

2. - IL FUNZIONAMENTO.

In funzionamento, un potenziale sotto forma di onda attraversa dall'alto verso il basso tale sistema. Al di sopra di un certo livello i conduttori sono caricati al massimo potenziale positivo; nelle vicinanze di questi, con una zona di transizione che interessa unicamente pochi conduttori, vi è una tensione di ampiezza pari ad un quarto di quella precedente. Quando i pennelli nel loro viaggio verso l'alto raggiungono detta zona di transizione sono piegati verso lo schermo (il quale si trova al massimo potenziale positivo) e nello stesso tempo focalizzati.

(*) New Flat Color CRT Uses Folded-Beam, *Electronic Industries*, gennaio 1957, 16, 1, p. 80.

Quando il pennello ha completato la scansione di una linea ed il conseguente ritorno esso sosta per un breve istante (5 o 6 % del tempo) nel ripiegamento ad U alla sinistra e cade nei conduttori della zona di transizione. Questi essendo parzialmente scaricati spostano la zona stessa leggermente verso il basso. La corrente è regolata in tal modo che detto spostamento è eguale all'ampiezza di una linea dell'immagine. In tal modo la zona di transizione automaticamente si sposta verso il basso, similmente alla variazione di potenziale di un'onda, sino a che ha raggiunto la parte inferiore dell'immagine. La linea di scansione è ora in quiete cosicchè il pennello rimane nel ripiegamento alla destra che è simile a quello già visto eccetto che la griglia schermo contenuta è legata al massimo potenziale positivo.

Il complesso dei conduttori viene ora ad assumere questo stesso potenziale mediante il fenomeno dell'emissione secondaria. Questo fenomeno è il medesimo per il quale in un cinescopio del tipo convenzionale non alluminato il potenziale di schermo è stabilizzato. Così, durante l'intervallo fra i due campi, il pannello sale lungo il ripiegamento di destra sino a raggiungere la sommità per poi iniziare di nuovo la discesa.

Questo processo di autoscansione rende inevitabilmente assai più complicato il tubo semplificando però i circuiti associati non essendo più necessario lo stadio di deflessione verticale. Per altro anche l'energia richiesta per la scansione orizzontale è molto minore.

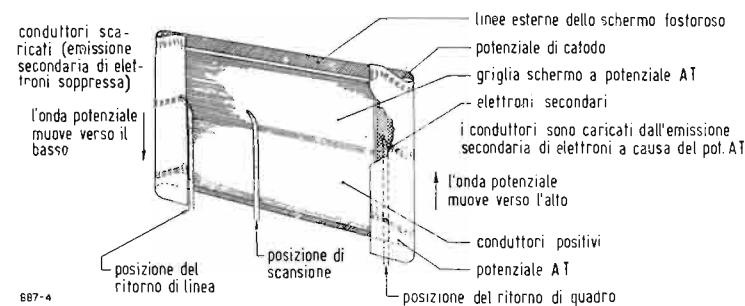



Fig. 3. - Vista e sezione del tubo piano.

3. - CONTROLLO DEL COLORE.

Come avvenga il controllo del colore è illustrato in fig. 1 e 2. La fig. 1 mostra la traiettoria degli elettroni nel tubo in questione. Si notino qui i tre pennelli per i colori, provenienti da tre catodi indipendenti, che si fondono praticamente assieme per quasi tutto il loro viaggio. Ciò è una delle principali caratteristiche del tubo.

Nei convenzionali tubi con mascherina per la TV a colori i tre pennelli provengono da tre cannoni elettronici ampiamente separati e poichè essi devono incontrarsi in un punto sarà necessario prevedere un gran numero di correzioni (almeno nove) interessate fra l'altro dal campo locale creato dal magnetismo terrestre.

Nel nuovo tubo i tre pennelli sono molto vicini cosicchè l'influenza del locale campo magnetico terrestre è eguale per tutti i pennelli, cioè come se in realtà essi fossero uno solo.

La convergenza non è alterata e gli effetti del campo magnetico possono essere facilmente compensati dagli elettrodi detti « trimmer ».

I tre pennelli dei colori sono leggermente separati fino all'ultima piegatura ed al termine di questa si trovano di nuovo assieme, ma con angoli differenti. Questa è la base del controllo del colore. Esso è basato sul principio della mascherina, ma con l'importante differenza che, mentre nei tubi convenzionali la distanza della mascherina dallo schermo fosforoso è dell'ordine di 12,7 mm, in questo caso è di soli 0,625 mm. Conseguentemente è possibile, per la prima volta, fissare la mascherina direttamente sul fosforo. Ciò evidentemente elimina ogni difficoltà di allineamento. In fig. 2 sono rappresentati due tipi di mascherine, di questi il secondo (b) è il più semplice. Una sottile lamina metallica (spessore 0,0033 ÷ 0,0051 mm) è piegata in senso verticale in modo tale che dette piegature siano invisibili all'occhio. Tale lamina reca anche delle fenditure in senso orizzontale o leggermente inclinate in modo da formare dei nastri. Le fenditure sono prodotte mediante incisione chimica prima o dopo che la mascherina sia fissata sul vetro.

L'adesivo per fissare al mascherina sul vetro può essere del tipo termoindurente.

4. - LO SCHERMO FOSFOROSO.

La preparazione dello schermo fosforoso, che è molto complessa negli attuali tubi per TV a colori, è in questo caso assai semplice. I fosfori, finemente macinati, corrispondenti al rosso, al verde ed al bleu sono fatti cadere verticalmente in una sospensione costituita da aria stagnante sulla superficie appiccicosa dello schermo attraverso la mascherina per tre differenti inclinazioni di esso. Ciò fornisce delle strisce colorate e ben definite e spaziate di circa 0,63 mm; è possibile però attenere delle strisce ampie 0,13 mm o anche più sottili se richieste dallo standard televisivo.

Fig. 4. - Schema semplificato della scansione verticale.

5. - PROBLEMI TECNOLOGICI.

Nello sviluppo di questo tubo sono stati risolti due difficili problemi tecnologici. Uno è la preparazione del sistema di scansione. Un supporto isolante è stato realizzato in vetro verniciato mediante una vernice al silicone resistente al calore di nome MS994 (Midland Silicones Ldt.).

Il problema assai difficile di produrre un circuito stampato su questo materiale è stato risolto mediante un nuovo procedimento dalla Metropolitan Vickers Ltd. Research Department inventato dal Dott. Ashworth e Mr. Alderson.

Un altro problema tecnologico di considerevole importanza è quello dello schermo piano. Se esso fosse fatto di vetro ricotto ordinario esso dovrebbe avere uno spessore di circa 25,4 mm il che è proibitivo. La difficoltà è stata risolta ingenerando nel vetro un prestato di tensioni il che aumenta la sua resistenza al triplo ed al quadruplo. Essa però può subire un ulteriore aumento. Tutti i diritti dell'invenzione del Dott. Gabor sono stati accreditati al National Research Development Corporation. *(gire.)*

Il Tubo Elettronico a Fascio Pilotato *

Uso del 6BN6 quale limitatore e discriminatore in radioricevitori a modulazione di frequenza.

La 6BN6 è stata sviluppata nei laboratori della « Zenith Radio Corporation » da un gruppo di studiosi capeggiato dal Dott. Robert Adler e realizzata a scopo commerciale dalla General Electric Company. Lo scopo primario di detta valvola era quello di semplificare notevolmente il canale suono degli apparecchi riceventi per televisione. Quando essa è così impiegata assolve al compito di limitatore, di discriminatore e di primo stadio di bassa frequenza ed al medesimo tempo elimina il piuttosto complicato trasformatore del discriminatore di fase o del rivelatore a rapporto sistituendolo con una semplice induttanza risonante alla frequenza intermedia (FI).

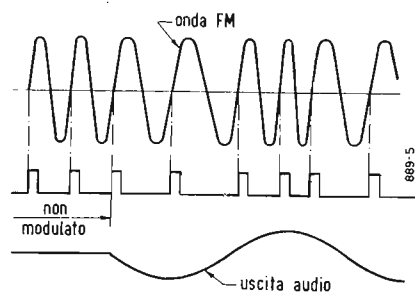



Fig. 1. - Principio di funzionamento del rivelatore a contatore di impulsi.

1. - IL DISCRIMINATORE CONTATORE.

La valvola 6BN6 quando è impiegata in tali circuiti presenta molti punti di superiorità sopra i convenzionali rivelatori contatori. Questi utilizzano il principio della modulazione per posizione di impulsi e suppongono, idealmente, di fornire un impulso per ciascun periodo della tensione modulata in frequenza. Si suppone inoltre che l'impulso di uscita debba avere un'altezza, una durata ed una forma standard indipendentemente dalla frequenza e dall'ampiezza del segnale presente all'ingresso del discriminatore. Il conseguente treno di impulsi può essere fatto passare attraverso un filtro passabasso all'uscita del quale dovrà apparire il desiderato segnale audio che rappresenta l'onda modulata. La fig. 1 rappresenta un'onda modulata in frequenza (FM) ed il funzionamento idealizzato del rivelatore contatore.

In realtà la durata dell'impulso non è costante, ma « il ciclo di utilizzazione » (rapporto fra la durata dell'impulso e la frequenza di ripetizione) è variabile ed è appunto in tali condizioni che la 6BN6 si trova a lavorare. Mentre gli impulsi di corrente hanno altezza, tempo di salita e di discesa standard la loro durata e frequenza di ripetizione variano, ma il fatto fondamentale è che il ciclo di utilizzazione nominalmente al 25 % in assenza di modulazione, può essere reso variabile al variare della frequenza di modulazione. Analogamente a quanto detto prima gli impulsi di corrente sono fatti passare attraverso un filtro passa-basso il quale fornisce un'uscita proporzionale al ciclo di utilizzazione.

2. - GRIGLIE CON DOPPIO CONTROLLO.

La 6BN6 possiede due griglie controllo ben schermate fra di loro e tutte due capaci di interdire la corrente anodica ed aventi un campo dinamico abbastanza piccolo. In tal modo una piccola tensione alternata (picco-picco) applicata all'uno o all'altro degli elettrodi fa scorrere un impulso di corrente anodica allorquando la tensione alla griglia è portata dall'interdizione alla saturazione e viceversa. Per delle ragioni che vedremo più avanti la griglia più vicina al catodo è denominata « griglia limitatrice », mentre l'altra è denominata « griglia in quadratura ».

Si supponga che il segnale non modulato sia applicato alla griglia limitatrice e che il medesimo segnale, ma anticipato in fase di 90° sia applicato alla griglia in quadratura. Se le ampiezze delle due tensioni sono sufficienti, cioè siano bastanti a podurrer l'impulso, e se una delle due fosse di ampiezza nulla, l'altra genererebbe un impulso avente un ciclo di utilizzazione del 50 %. La fig. 2 a) illustra come a causa dell'applicazione dell'impulso scende al 25 %. Per semplicità, si suppone che la corrente scorra quando ambedue le griglie sono positive.

Che cosa succede se la fase della tensione presente alla griglia limitatrice è variata mentre quella applicata alla griglia in quadratura è mantenuta costante come nell'esempio iniziale? Se la fase della tensione presente alla griglia del limitatore avanza di 45° la corrente di placca diviene come quella di fig. 2 b) ed il ciclo di utilizzazione aumenta al 35 %.

In modo analogo se la fase della tensione della griglia limitatrice ritarda di 45° allora l'impulso di placca ha il suo ciclo di utilizzazione ridotto al 12,5 % (vedi fig. 2 c). Si tenga presente che la fig. 2 vale per una tensione di frequenza costante e di fase invariata applicata alla griglia in quadratura, con uniche variazioni di fase della tensione applicata alla griglia limitatrice; queste sono anche le condizioni che si possono incontrare nel funzionamento di un rivelatore di fase. Un tale circuito fornisce un'uscita in continua che varia in proporzione alla differenza di fase fra una portante a fase variabile ed una portante a fase fissa. In generale se si parla di fase continuamente variabile si può egualmente bene parlare di spostamento di frequenza. Per tali motivi i rivelatori di fase e di modulazione di frequenza hanno spesso circuiti simili.

Fig. 2. - Variazioni del ciclo di utilizzazione per variazioni di fase fra la tensione alla griglia limitatrice e alla griglia in quadratura.

Il rivelatore di fase impiegante la 6BN6 può essere impiegato senza modifiche sostanziali come discriminatore di frequenza; è solamente necessario fornire una appropriata tensione di riferimento alla griglia in quadratura. Il segnale da rilevarsi deve essere applicato alla griglia limitatrice. Il fatto che detta griglia possegga un campo assai limitato in senso dinamico si traduce in una buona soppressione della modulazione in ampiezza eventualmente presente sul segnale modulato in frequenza.

3. - CIRCUITO PRATICO.

La fig. 3 rappresenta uno schema possibile della 6BN6 quando essa è impiegata come rivelatrice per FM. la griglia limitatrice è, come abbiamo detto, quella più vicina al catodo, mentre la griglia schermo o acceleratrice si trova fra la limitatrice e la griglia in quadratura. Il segnale che deve essere rivelato è connesso alla griglia limitatrice, mentre un circuito risonante avente un Q moderatamente alto è inserito sulla griglia in quadratura. Un valore tipico di tensione è applicato alla griglia acceleratrice e nel circuito di placca sono presenti una resistenza di carico, un condensatore di integrazione (verso massa) ed un condensatore di accoppiamento allo stadio successivo. In tali condizioni esaminiamo come si comporta il circuito quando si introduce un segnale di frequenza eguale a quella intermedia del ricevitore in modo tale che il circuito risonante, presente sulla griglia in quadratura, venga ad essere accordato. Grazie alla carica spaziale verrà a crearsi un accopiamento fra la griglia in quadratura e quella limitatrice; ne risulterà quindi una corrente nel circuito della griglia in quadratura la cui frequenza è quella della corrente impulsiva e la cui ampiezza dipende in modo ampio dalla frequenza. Ciò produce una tensione fra la griglia in quadratura a massa avente la medesima frequenza del segnale all'ingresso ed una ampiezza sufficiente onde portare la griglia in quadratura dall'interdizione alla saturazione; in tal modo gli impulsi della corrente elettronica della valvola prodotti dalla griglia limitatrice devono essere ulteriormente modificati prima che si tramutino in impulsi di corrente anodica. Ciò che li modifica è appunto l'azione della griglia in quadratura mediante la differenza di fase esistente fra il segnale che le è applicato e quello presente alla griglia limitatrice. La situazione del circuito presente sulla griglia in quadratura è analoga a quella di un circuito antirisonante alimentato tramite una piccola reattanza capacitativa; alla risonanza la tensione creatasi su detto circuito è in anticipo di 90° rispetto la corrente e per frequenze molto prossime a quella di risonanza l'angolo di anticipo è dato con una approssimazione molto accurata per deviazioni di 75 kHz massime e per dei Q di 35 massimi dalla formula

$$\Phi = \frac{\pi}{2} - 2Q\,\frac{\Delta f}{f_0}$$

ove Φ è l'angolo in radianti, Q è il fattore di merito della bobina in quadratura, f_0 è la frequenza intermedia a cui è accordata il circuito e Δf è la deviazione da f_0 della frequenza del segnale all'ingresso.

Fig. 3. - Circuito base del discriminatore-limitatore a fascio pilotato.

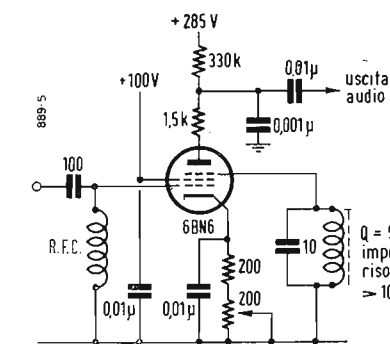



Fig. 4. - Circuito pratico con i valori dei componenti per il tubo 6BN6.

4. - LINEARITÀ.

Da questa relazione è chiaro che il « ciclo di utilizzazione » della corrente anodica è il 25 % quando la frequenza all'ingresso è eguale a quella della frequenza intermedia ed è anche chiaro che la differenza di fase varia in modo lineare al variare del Δf della frequenza all'ingresso producendo in tal modo una variazione lineare del « ciclo di utilizzazione » della corrente anodica.

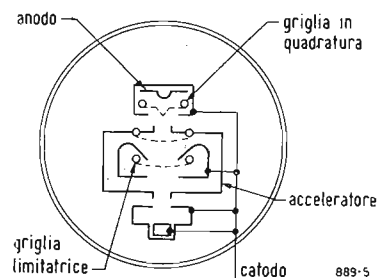



Fig. 5. - Sezione trasversale della 6BN6.

Per un Δf verso le frequenze superiori a quella intermedia il « ciclo di utilizzazione » è minore del 25 %, mentre per un Δf verso le frequenze inferiori detto ciclo è maggiore del 25 %. Questa fortunata situazione risulta dalle variazioni di fase nel circuito in quadratura per le oscillazioni forzate eccitate in esso mediante l'accopiamento creato dalla carica spaziale.

Come detto precedentemente, il segnale audio può essere estratto mediante un integratore ed un filtro passa-passo. Con una opportuna scelta dei valori del filtro passa-basso si può anche ottenere simultaneamente una deemfasi del segnale audio. I valori indicati in fig. 4 sono dati per compensare una preemfasi di 75 μsec ed è anche indicata una resistenza addizionale fra la placca della 6BN6 ed il condensatore di integrazione che serve a migliorare la linearità. Tale resistenza, permettendo un'apprezzabile quantità della componente della frequenza della portante sulla placca, modifica la fase e l'ampiezza della tensione sulla griglia in quadratura mediante una controreazione costituita dalla capacità esistente fra placca e griglia in quadratura consentendo quindi un notevole miglioramento della linearità. Questa resistenza ha anche un certo effetto sull'ampiezza della tensione in uscita e sulle capacità circuitali agli effetti della reiezione della modulazione in ampiezza, cosicchè il suo valore rappresenta un compromesso fra richieste contrastanti. La Tabella 1 fornisce le caratteristiche ed i dati di impiego della 6BN6 consigliati dai costruttori.

5. - LE REGOLAZIONI.

La bobina in quadratura è accordata per la massima uscita audio e la resistenza sul catodo è regolata per la

(*) Johnson L. W., The Gated-Beam Valve, *Wireless World*, gennaio 1957, 63, 1, pag. 23.

miglior reiezione della AM. Tutte e due queste regolazioni possono essere eseguite senza generatore di segnali bastando allo scopo ricevere un segnale abbastanza debole in presenza di un disturbo impulsivo. È importante il notare che la simmetria di accordo può essere influenzata in modo negativo a meno che la corrente anodica in assenza di segnale sia eguale a quella che si manifesta con un segnale non modulato. Così l'impiego di tensioni diverse da quelle elencate richiede che la resistenza anodica sia opportunamente regolata.

È desiderabile inoltre che la tensione della griglia acceleratrice sia prelevata da un generatore a bassa impedenza.

Una sezione trasversale della 6BN6 è illustrata in fig. 5. Si noti da essa che la griglia limitatrice è completamente racchiusa da una struttura a potenziale di catodo, la quale a sua volta è totalmente circondata dalla griglia acceleratrice. Si noti anche che la griglia in quadratura e l'anodo sono egualmente racchiuse da un'altra struttura a potenziale di catodo. Con una tale sistemazione degli elementi la capacità diretta fra la griglia in quadratura e quella limitatrice è inferiore ai 0,004 pF. Quindi l'azione limitatrice di ambedue le griglie è ottenuta mediante una precisa lente elettronica. La corrente nelle due griglie non deve superare i 0,5 mA. Allorquando si applica un segnale alla griglia limitatrice con una tensione efficace superiore all'incirca ai 2 volt la corrente spaziale passa rapidamente dal valore zero a quello di saturazione, conseguentemente il nome di griglia limitatrice è pienamente giustificato.

Il valore del Q della bobina in quadratura può variare entro larghi limiti. Se essa è troppo selettiva la tensione in quadratura risente in ampiezza delle variazioni troppo ampie di frequenza con conseguente scostamento della linearità; se invece essa è troppo poco selettiva vi è il pericolo di avere una tensione piccola. Allo scopo di ottenere una invarianza circuitale, anche cambiando tubo perchè esaurito, i costruttori raccomandano che la bobina di quadratura abbia in parallelo almeno una capacità di 10 pF. Occorre inoltre schermare accuratamente detta bobina sopratutto dal circuito d'ingresso.

La larghezza di banda del rivelatore impiegante la 6BN6 ha come limite i 3 MHz e quindi esso può essere vantaggiosamente impiegato nei ricevitori commerciali.

6. - IMPIEGO DEL TUBO COME LIMITATORE.

Le caratteristiche della 6BN6 suggeriscono che essa può essere impiegata come semplice limitatrice. Se essa è utilizzata come tale, desiderando ottenere la massima tensione all'uscita, si deve collegare la griglia in quadratura alla placca; se invece si desidera una limitazione del più piccolo segnale all'ingresso detta griglia deve essere a massa. L'azione limitatrice non dipende né dalla corrente di griglia né dall'autopolarizzazione dovuta al livelli del segnale all'ingresso. In tal modo la limitazione non dipende dalle costanti di tempo e la valvola gode di una migliore immunità agli effetti dell'interferenza impulsiva e dai livelli del segnale che variano rapidamente. Il fatto che la 6BN6 non sia impiegata in modo estensivo dipende principalmente da un fattore economico che, a nostro avviso, non è assolutamente giustificato.

In uno studio eseguito presso il M.I.T. si raccomanda di polarizzare separatamente la griglia in quadratura e la limitatrice onde ottenere il miglior funzionamento della valvola come limitatrice ed ottenere una certa elasticità circuitale necessaria nell'eventualità di cambiare valvola.

Recentemente la R.C.A. ha annunciato un circuito simile a quello della 6BN6 impiegata come rivelatrice. Il circuito è essenzialmente identico, ma differisce per il fatto che il rivelatore è normalmente oscillante e solamente per segnali molto intensi l'oscillazione cessa. Purtroppo non si hanno indicazioni circa la valvola impiegata: la 6DT6.

7.- LA COMPONENTE CONTINUA

Sulla placca della 6BN6 usata come rivelatrice vi è presente una tensione continua il cui valore varia nel modo necessario per pilotare un circuito di controllo automatico di frequenza, eccetto che il livello della tensione per un accordo centrato non è zero volt, ma 100 volt. Ciò naturalmente rende difficile il progetto di un circuito a.f.c., ma non impossibile.

La 6BN6 può anche impiegare nel suo circuito un indicatore di accordo, in questo caso la corrente della griglia limitatrice è un ottimo indice dell'accordo per segnali deboli mentre per segnali intensi la corrente di griglia dello stadio precedente di FI (il quale sarà la sorgente logica della tensione per il controllo automatico di volume) fornisce un indicatore di sintonia assai sensibile.

Per modificare gli apparecchi convenzionali si possono convertire gli stadi limitatori esistenti in stadi addizionali di amplificazione a FI ed i trasformatori del rivelatore a rapporto o del discriminatore possono assai spesso essere convertiti in trasformatori pilotanti la griglia limitatrice della 6BN6. Si dovrà prevedere lo spazio necessario per la schermatura della bobina in quadratura. La resistenza per la continua nel circuito della griglia limitatrice deve essere mantenuta sotto i 200 Ω. I risultati di una simile modifica hanno per conseguenza i seguenti fatti: aumentata sensibilità, migliorata reiezione dei disturbi, più facile allineamento, più semplice accordo. Quest'ultima proprietà è forse la più interessante, infatti l'impiego della 6BN6 a causa della maggior larghezza di banda elimina la nota rivelazione in tre punti ed anche la soppressione dei disturbi è migliorata. Tale sistema di accordo rende possibile l'impiego di un silenziatore pilotato dai disturbi medesimi che sono presenti nelle regioni di non sintonia.

Per concludere accenniamo che la 6BN6 può essere sfruttata anche in altri circuiti quali quelli del « clipper », dei generatori di onde quadre, dei moltiplicatori di frequenza, dei multivibratori, ecc.

(G.Re.)

TABELLA I

6BN6 - Caratteristiche Limitatore Discriminatore e Dati tipici.

Frequenza centrale del segnale all'ingresso	10,7 MHz
Deviazione di frequenza ..	±75 kHz
Tensione anodica di alimentazione	285 V
Tensione anodica	122 V
Tensione all'acceleratore ...	100 V
Resistenza catodica di polarizzazione (variabile)* .	200 ÷ 400Ω
Resistenza anodica di carico	330000 Ω
Resistenza anodica di linearità	1500 Ω
Capacità di integrazione ..	1000 pF
Capacità di accopiamento ..	10000 pF
Segnale minimo necessario per la limitazione (V eff.)[1]	2 V
Corrente anodica media ..	0,49 mA
Corrente all'acceleratore ..	9,8 mA
Livello del segnale per regolazione della reiezione di AM*	2 V
Reiezione di AM per $E_{segn} = 2$ V eff.	20 dB
Reiezione di AM per $E_{segn} = 3$ V eff.	29 dB
Distorsione armonica totale	1,6 %
Tensione audio di picco all'uscita	16,6 V

* La resistenza di catodo deve essere regolata per la massima reiezione della AM all'uscita dello stadio limitatore discriminatore al livello specificato del segnale. La variazione di AM è misurata con un segnale applicato modulato al 30% di FM e al 30% di AM.

(1) Ai livelli del segnale sopra specificati la limitazione è entro i ±2 dB.

Transistori Fivre per Bassa ed Alta Frequenza

L'impiego dei semiconduttori sta via via diffondendosi nella tecnica elettronica e non è difficile prevedere per i prossimi anni una sempre più vasta applicazione negli impieghi più svariati. Si rende infatti possibile il progetto di apparati di piccole dimensioni, robusti, compatti, di peso limitato e richiedenti basse potenze di alimentazione.

L'avvento dei semiconduttori, transistori in particolare, sta quindi portando nuovi concetti nella tecnica di progetto degli apparati elettronici: per la loro stessa struttura e concezione i transistori possono essere montati direttamente nei circuiti senza uso di zoccoli, il loro volume ridotto permette la miniaturizzazione ad un livello ritenuto impossibile fino ad oggi, il loro peso trascurabile semplifica molti problemi connessi alla realizzazione di apparecchi portatili, non solo nel campo dei radioricevitori per impieghi civili, ma sopratutto per il settore militare, infine il loro consumo consente un minore dimensionamento e vita assai lunga della batteria.

Se molti dei requisiti dei transistori sono intrinseci della loro stessa natura, un alto grado di efficienza nei riguardi dei vari punti sopraindicati dipende naturalmente dalla tecnica seguita nei processi di fabbricazione.

I transistori FIVRE, prodotti su licenza G.E., sono stati studiati per portare al massimo grado le loro caratteristiche di robustezza e sicurezza.

È ben noto che l'eccessiva umidità a contatto delle giunzioni del transistore conduce a notevoli cambiamenti nelle sue caratteristiche, e ne abbrevia la vita. Pertanto tutti i transistori FIVRE sono a tenuta ermetica. Il procedimento tecnologico di chiusura è inoltre attuato in modo che gas o materiali volatili non avvelenino le piastrine, restando incapsulati nella cavità durante la saldatura.

Fattori importanti dei transistori sono le loro dimensioni e la loro forma. Le dimensioni dell'elemento transistore sono di per sè molto piccole, le dimensioni della custodia, invece, non sono di solito direttamente proporzionali alle dimensioni dell'elemento, ma sono piuttosto determinate dal valore massimo della potenza cioè consentono di intervenire sulla capacità di dissipazione dell'unità. Particolare cura è stata posta a questo riguardo nel progetto dei transistori FIVRE, i cui ottimi valori di dissipazione ammessa coprono le esigenze di impiego in una vasta gamma di applicazioni, anche sotto temperature elevate.

Infine i transistori devono essere severamente controllati nelle loro caratteristiche, per assicurare l'uniformità da lotto a lotto.

La FIVRE, si serve di metodi di collaudo atti a garantire la ripetibilità delle caratteristiche mediante dei propri transistori.

Attraverso questi controlli, effettuati sia sui componenti sia sul prodotto finito, è possibile contenere altresì le caratteristiche dei vari modelli entro tolleranze molto ristrette.

Forniamo alcuni dati sulle principali caratteristiche dei tipi di transistori FIVRE.

2 N18F

È un transistore PNP a giunzione per lega, espressamente progettato per l'impiego come amplificatore di potenza negli stadi di uscita di radio ricevitori e di altri sistemi sonori di qualità. L'alta efficienza di emettitore, conseguita in virtù di speciali processi di lavorazione e di controllo, assicura un guadagno di corrente essenzialmente costante per valori di corrente di collettore da 1 mA fino a 200 mA. Ciò consente di ottenere massimo guadagno di potenza e minima distorsione con livelli di potenza d'uscita fino a 300 mW. Questo tipo è suddiviso, a secondo del valore del guadagno, in più classi, a ciascuna delle quali competono valori di tolleranza nei parametri molto ristretti. Si ottengono così, oltre alla completa intercambiabilità, le migliori condizioni di funzionamento negli stadi controfase classe B senza dover ricorrere all'impiego di coppie singolarmente selezionate.

Le classi di guadagno di cui si è parlato sono quattro e corrispondono rispettivamente ai tipi G.E. 2N186, 2N187, 2N188 e 2N241.

2 N18FA

È un transistore di caratteristiche e campo d'impiego analoghi al precedente, se si eccettua il fatto che la più alta dissipazione ammessa dal collettore consente di poter raggiungere livelli di potenza di uscita fino a 750 mW. Anche questo tipo è suddiviso in classi come il precedente, e con gli stessi risultati. Tali classi corrispondono rispettivamente ai tipi G.E. 2N186A, 2N187A, 2N188A e 2N241A.

2 N19F

È un transistore PNP a giunzione per lega, progettato principalmente per l'impiego come pilota negli amplificatori audio transistorizzati impieganti nello stadio finale i tipi 2N18FA o 2N18F. Mediante un severo controllo delle caratteristiche, durante la fabbricazione, esso viene suddiviso in più classi, a ciascuna delle quali corrisponde un ben specificato guadagno di potenza. I tipi equivalenti G.E. sono il 2N189, 2N190, 2N191 e 2N192.

2 N168 - 2 N169 A - 2 N169

Sono transistori NPN (rate grown) progettati per l'uso negli amplificatori a FI dei radioricevitori. I bassi valori della capacità di collettore ne consentono l'impiego in molti circuiti senza neutralizzazione. Le dispersioni del guadagno di potenza a 455 kHz sono contenute entro ± 3 dB per il 2N168 ed il 2N169A. Il 2N169A è di tipo speciale per più alte tensioni; è raccomandato nel 2° stadio a FI. Il 2N169, a più basso guadagno, è particolarmente adatto come rivelatore. Questi tre tipi corrispondono esattamente ai modelli G.E. di pari sigla.

2 N168A

È un transistore al germanio del tipo a giunzione NPN (rate grown) particolarmente adatto nell'impiego come convertitore o come amplificatore a FI nei radioricevitori. Il basso valore della capacità di collettore e le ristrette tolleranze di produzione ne consentono l'impiego senza dover ricorrere ad alcun circuito di neutralizzazione. La frequenza di interdizione è controllata in modo da assicurare un appropriato funzionamento come oscillatore-miscelatore. Anche questo tipo corrisponde esattamente al modello G.E. di pari sigla.

2 N43 - 2 N44 - 2 N45

Sono transistori al germanio PNP a giunzione per diffusione rispettivamente ad alto, medio e basso guadagno, particolarmente raccomandati nelle applicazioni di bassa e media potenza, con tensioni di alimentazione relativamente elevate (fino a 22,5 V).

Ammettono una dissipazione massima di 150 mW in aria libera (a 25 °C) senza radiatore.

La massima tensione ammessa tra collettore e base è, per questi tipi, di —45 V, la massima corrente di collettore è —50 mA.

L'amplificazione di corrente è mantenuta entro stretti limiti di tolleranza attraverso accurati procedimenti di costruzione e di collaudo.

Il guadagno di potenza nel funzionamento con piccoli segnali ed alimentazione di collettore di —5 V è particolarmente elevato, da 39 dB per il modello 2N43 a 36 dB per il 2N45.

Come amplificatore finale di media potenza in classe A possono fornire a bassa distorsione circa 40 mW, con guadagni di potenza effettivi compresi tra 37 e 30 dB passando dal tipo 2N43 al 2N45.

Il loro impiego è molto diffuso nel settore professionale dove trovano larga utilizzazione in impianti di bordo, apparecchiature telefoniche, calcolatori e, in generale, in tutti i casi in cui si richiedono particolari requisiti di robustezza e sicurezza.

Rettificatori di potenza al germanio per TV.

L'impiego dei prodotti al germanio nei ricevitori per televisione si estenderà nel 1957 con una serie di raddrizzatori appositamente studiati per la alimentazione di potenza. Questi raddrizzatori, da usare in connessione diretta alla rete, in circuito a mezza onda o duplicatore, sono in grado di fornire correnti di 250 e 350 mA, e, a parità di corrente, una tensione di uscita superiore a quella di altri tipi di raddrizzatori, per esempio al selenio.

I nuovi raddrizzatori al germanio sono provvisti di un innesto molto semplice e pratico, richiedente soltanto due fori sullo chassis ⌀ 4,75 a 19 mm di distanza.

Questi raddrizzatori, tipi 1N573, 1N575, 1N578 di costruzione General Electric, saranno tra non molto tempo disponibili sul mercato.

Anche la Divisione Semiconduttori della FIVRE da tempo sta lavorando in questo settore per poter ottenere le premesse di una produzione nazionale di questi importanti prodotti che certamente risulteranno di grande interesse per i progettisti delle industrie radio e televisive.

Nella distribuzione del fascicolo di febbraio della nostra Rivista, si sono verificati numerosi ritardi e disguidi. I Lettori ci vogliano scusare: ciò è imputabile alle agitazioni sindacali dei postelegrafonici e al conseguente disservizio.

Produzioni Sonore ad Alta Fedeltà di Tipo Professionale

Nella serie di articoli sui problemi relativi alle riproduzioni sonore ad alta fedeltà, dopo i primi due articoli riguardanti considerazioni generali, un esempio di realizzazione economica di amplificatore con preamplificatore incorporato e un impianto completo per riproduzioni di tipo professionale e per amatore, si descrivono ora i preamplificatori principali e l'amplificatore di potenza.

(terzo articolo di questa serie)

dott ing. Pierantonio Cremaschi

NELLA PRIMA PARTE di questo articolo si è trattato delle varie possibili sorgenti del segnale audio e cioè del sintonizzatore radio AM, FM, TV, nastro magnetico, disco ecc. In questa parte si descrivono invece i preamplificatori principali, il regolatore dei toni alti e bassi, i filtri per le frequenze alte e basse, e l'amplificatore di potenza. Si illustra, poi, uno schema completo di circuito per amplificatore con preamplificatore incorporato e relative regolazioni e si forniscono consigli utili alla sua realizzazione costruttiva (fig. 1 e 2). In un seguito di questo articolo, che verrà pubblicato in un prossimo numero della Rivista, si tratteranno, invece, i problemi inerenti al progetto e alla realizzazione di opportuni sistemi di altoparlanti con i relativi filtri divisori della banda acustica.

1. - PREAMPLIFICATORE PRINCIPALE.

Si è chiamato principale questo preamplificatore per distinguerlo da quello con circuiti equalizzatori, posto nelle immediate vicinanze della sorgente del segnale audio e necessario per portare questo a livelli dell'ordine del centinaio di mV ed a bassa impedenza.

Questo preamplificatore ha il compito di innalzare il segnale da alcune centinaia di mV a tensioni dell'ordine del volt, o anche superiori, a seconda della tensione d'ingresso richiesta dall'amplificatore di potenza e dalle possibili attenuazioni nei circuiti di regolazione di tono o nei filtri.

Nel caso che questo preamplificatore venga realizzato con tubi elettronici, ad esempio con la 12AX7, doppio triodo assai indicato per queste applicazioni, sono necessari i circuiti di controreazione, non selettivi, per diminuire le distorsioni armoniche dovute alla non linearità della caratteristica anodica del tubo elettronico impiegato. La distorsione armonica totale non deve superare il 0,2 % e la distorsione di intermodulazione il 0,4 %, nel segnale all'uscita del preamplificatore principale.

Si ricorda che la riduzione percentuale delle ampiezze delle armoniche generate nell'amplificatore dalla non linearità della caratteristica di amplificazione dell'amplificatore stesso, si può ritenere, con sufficiente approssimazione, uguale al valore della controreazione, cioè alla riduzione percentuale dell'ampiezza del segnale all'uscita a causa dell'applicazione della controreazione(1).

Nel caso che questi preamplificatori vengano realizzati con i transistori, assai indicati per queste applicazioni per la loro piccola potenza assorbita, per la loro lunga durata e per il piccolo ingombro, è necessario adottare controreazioni di notevole entità, dell'ordine dei 20 dB, al fine di diminuire la distorsione armonica totale fino a valori ammissibili. Infatti la distorsione armonica totale è maggiore, a pari ampiezza di segnale, negli amplificatori a transistori che non negli amplificatori a tubi elettronici. Si osserva, inoltre, che assai più rilevanti sono per i transistori i coefficienti di distorsione dovuti alle armoniche superiori, che, come ben noto, sono assai più nocivi all'orecchio delle prime armoniche. Nel caso degl amplificatori a transistori è consigliabile uno stadio finale del preamplifica, tore in controfase che, come ben noto, elimina le armoniche di ordine parii o, meglio, uno stadio finale a simmetria complementare. In figura 3-A) è riportato lo schema elettrico semplificato di uno stadio finale in controfase con transistori con invertitore di fase di tipo ad « emettodina », analogo al comune tipo a « catodina » dei tubi elettronici, ed in figura 3-B) è riportato lo schema elettrico semplificato di uno stadio finale a simmetria complementare, realizzato con transistori *p-n-p* ed *n-p-n*. Quest'ultimo ha il vantaggio di non richiedere l'invertitore di fase ed il trasformatore d'uscita. In generale sarà, però, necessario prevedere anche una controreazione, comprendente tutti gli stadi del preamplificatore, per ridurre al valore voluto le distorsioni armoniche.

(1) Su questo punto, assai importante, ritorneremo in un prossimo articolo contenente uno studio analitico particolareggiato dell'amplificazione di potenza.

2. - REGOLATORE DEI TONI.

La regolazione dei toni, nel suo significato più generale, consiste in una graduale attenuazione od esaltazione delle frequenze basse ed alte. Un circuito ideale di regolazione dei toni dovrebbe avere la possibilità di variare separatamente sia le pendenze delle curve di attenuazione od esaltazione che i valori delle frequenze alle quali queste attenuazioni od esaltazioni iniziano. Nella figura 4 sono riportate le curve di risposta teoriche di un ideale circuito di regolazione dei toni. La curva 1 corrisponde ad una esaltazione delle frequenze basse inferiori ad f_b, la curva 2 ad una attenuazione delle frequenze basse inferiori ad f_b, la curva 3 ad una esaltazione delle frequenze alte superiori ad f_a e la curva 4 ad una attenuazione delle frequenze alte superiori ad f_a. Le possibilità di regolazione del circuito devono quindi essere quattro e cioè: regolazione del valore di α e di β, cioè delle pendenze delle curve di attenuazione od esaltazione, regolazione del valore di f_b e regolazione del valore di f_a, cioè dei punti d'inizio della attenuazione od esaltazione della curva di risposta.

Sopra: Fig. 1. - Realizzazione costruttiva dell'amplificatore ad alta fedeltà, con preamplificatore e regolazioni varie incorporate, a cui lo schema elettrico in fig. 14. Pannello frontale. Al centro in alto il selettore a 11 posizioni: *FM*, *AM*, *TV*, Nastro, Fono (testina piezoelettrica), *AES*, *LON*, *RIAA*, *LP*, *EUR*, *NARTB*, (sei curve di equalizzazione per le testine a riluttanza magnetica variabile); a sinistra in alto la regolazione dei toni bassi ed a destra in alto quella dei toni alti; in basso a sinistra e a destra i filtri per le frequenze basse ed alte; al centro la regolazione del guadagno doppia coassiale inserita, in due stadi diversi di amplificazione.

Sotto: Fig. 2 - Parte posteriore dell'apparecchio di cui a fig. 1.

I circuiti di regolazione dei toni realizzati in pratica sono molteplici, e si possono classificare in due categorie e cioè quelli ben noti, assai lontani in generale dal circuito ideale precedentemente accennato, realizzati sul principio dell'attenuazione selettiva e quelli realizzati sul principio della controreazione selettiva. I primi hanno lo svantaggio di attenuare notevolmente la banda centrale del segnale e quindi di richiedere all'uscita del preamplificatore un livello più elevato, con conseguenti maggiori difficoltà nella riduzione, precedentemente accennata, delle distorsioni armoniche in esso contenute. I secondi invece hanno il vantaggio di non attenuare la banda centrale del segnale e, nel caso di attenuazione delle frequenze basse od alte, di diminuire per queste ulteriormente le distorsioni in quanto si hanno

maggiori controreazioni. Nel caso invece di esaltazione delle frequenze basse ed alte si ha ovviamente un aumento delle distorsioni contenute in queste frequenze esaltate rispetto alla banda centrale. Si osserva, però, che il problema delle distorsioni è più grave nel caso delle frequenze appartenenti alla banda centrale, in quanto i segnali audio normali contengono componenti a frequenza alta o bassa aventi ampiezze assai inferiori di quelle delle frequenze centrali. Di questo argomento si tratterà più diffusamente a proposito della curva di potenza massima ammissibile al variare della frequenza d'un amplificatore di potenza.

Fig. 3 - *a*) Stadio finale in controfase per preamplificatore a basse distorsioni realizzato con transistori *p-n-p*: R_c = resistenza di carico. *b*) Stadio finale a simmetria complementare per preamplificatore a basse distorsioni realizzato con transistori *p-n-p* e *n-p-n*: R_c = resistenza di carico.

La realizzazione dei circuiti di regolazione dei toni con controreazione selettiva è abbastanza semplice nel caso della regolazione dei toni alti mentre, per la regolazione dei toni bassi, può portare a difficoltà notevoli di progetto nel caso si voglia realizzarla con circuiti solo a resistenze e capacità. Si sono però già realizzati circuiti di questo tipo (2): ad esempio un circuito di regolazione di toni bassi con controreazione selettiva è stato realizzato

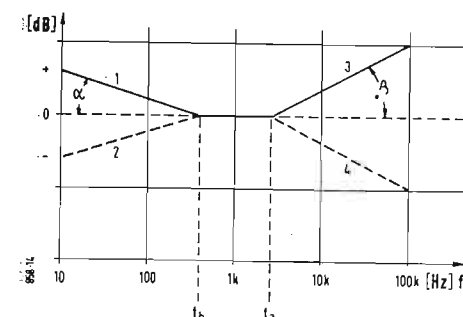



Fig. 4. - Curve di risposta teoriche di un circuito ideale regolatore dei toni. I valori di α, β, f_a ed f_b, dovrebbero essere variabili entro ampi limiti.

(2) BARHYDT H., Circuito per la regolazione dei toni a controreazione selettiva, *Audio Engineering*, Agosto 1956. - BARBER B. T., Circuito di regolazione dei toni, *Audio Engineering*, Settembre 1953.

da Baxandall e poi anche da altri. Si osserva, però, che esistono sul mercato bobine a basso costo e piccolo ingombro, largamente usate nei circuiti televisivi, aventi induttanza variabile, mediante lo spostamento di un nucleo di ferrite, che potrebbero essere utilmente usate per questi circuiti.

Per quanto riguarda l'ampiezza della regolazione dei toni si ricorda che una regolazione di ± 15 ÷ 20 dB dell'ampiezza del segnale avente frequenza di 100 Hz e dell'ampiezza del segnale avente frequenza di 10.000 Hz, è senza dubbio più che sufficiente anche per un impianto di tipo professionale come quello che si descrive in questo articolo. Sarà poi conveniente poter variare f_a da 1000 Hz a 10.000 Hz (vedi fig. 4) e f_b da 1000 Hz a 100 Hz.

In figura 5 sono riportate le curve di regolazione dei toni alti e bassi comunemente adottati nei regolatori di toni della maggior parte dei preamplificatori in commercio. Come si può ben vedere confrontando con fig. 4, queste curve sono abbastanza simili a quelle del regolatore ideale dei toni quando si ponga $f_a \approx f_b \approx 800$ Hz. Le curve a linea piena sono quelle che corrispondono ai limiti estremi della regolazione, mentre quelle a tratti corrispondono a valori intermedi. Queste ultime si discostano di più dall'andamento lineare ideale di quelle limite.

3. - FILTRI PER LE FREQUENZE BASSE ED ALTE.

Mentre il regolatore di tono permette, almeno teoricamente, di realizzare attenuazioni ed esaltazioni di frequenze alte e basse con linearità, vale a dire senza salti che porterebbero a sgradevoli effetti nella riproduzione definitiva, i filtri per le frequenze basse ed alte permettono di restringere opportunamente la banda passante, mediante forti attenuazioni in corrispondenza delle frequenze frontiera.

Le caratteristiche di attenuazioni di questi filtri dovranno perciò essere molto ripide in corrispondenza delle frequenze frontiera. In figura 6 è riportato un esempio di curva di attenuazione di circuito di filtro adatto per questo scopo. Si tratta di un filtro passabanda avente le seguenti frequenze frontiera: $f''_b = 200$ Hz e $f''_a = 6000$ Hz attenuazione 30 ÷ 40 dB/ottava.

Un circuito ideale di filtro passabanda dovrebbe avere una attenuazione nulla in corrispondenza della banda passante ed infinita in corrispondenza delle frequenze esterne alla banda passante. Inoltre le frequenza frontiera della banda passante dovrebbero essere regolabili con continuità entro tutta la banda acustica.

Circuiti reali aventi caratteristiche sufficientemente approssimate rispetto a quelle del circuito ideale possono essere realizzati mediante successive cellule filtranti disposte a scala, a *K* costante, con agli estremi cellule ad *m* derivato. Non è possibile in questo breve articolo trattare più a fondo i

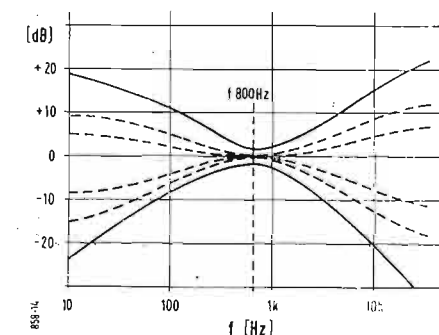



Fig. 5. - Curve di regolazione di toni comunemente adottate nei preamplificatori in commercio. Come si può ben vedere confrontando con fig. 4 queste curve sono abbastanza simili a quelle del regolatore ideale dei toni quando si ponga $f_a \approx f_b \approx 800$ Hz. Le curve a linea piena sono quelle che corrispondono ai limiti estremi della regolazione, mentre quelle a tratti corrispondono a valori intermedi. Queste ultime, si discostano di più dall'andamento lineare di quelle limiti.

metodi di calcolo di questi filtri ben noti. Si osserva però che questi filtri comprendono induttanze di valore assai elevato, che non possono essere facilmente realizzate come componenti di valore variabile e che hanno un notevole ingombro.

Al fine di realizzare questi filtri mediante uso di circuiti a resistenza e capacità variabili di modesto valore, facilmente reperibili in quanto largamente usate nel campo dei radio-ricevitori, si può ricorrere a circuiti speciali a controreazione il cui schema di principio ed esempio di realizzazione è riportato in figura 7 a) e b). Come si può ben vedere dallo schema a blocchi mediante la controreazione introdotta fra i due semplici filtri a resistenza-capacità si migliora notevolmente la curva di attenuazione del filtro complessivo. Infatti la controreazione risulta più forte per le frequenze basse che non per le alte fino ad una certa

frequenza oltre la quale, a causa del primo filtro, si ha segnale molto attenuato all'uscita dell'amplificatore. Perciò la curva di attenuazione risulta più ripida. In figura 8 sono riportati qualitativamente gli andamenti delle curve di attenuazione rispettivamente dei soli partitori selettivi (1) e di tutto il circuito (2).

Nel caso di realizzazioni economiche di questi filtri, a frequenze frontiera fisse, sono stati realizzati circuiti a *R C* che presentano curve di attenuazione abbastanza ripide. Non è però possibile variare con continuità la frequenza frontiera.

Fig. 7. *a*) - Schema di principio del funzionamento di un filtro passa alto o passa basso realizzato con due partitori selettivi, un amplificatore e un circuito di controreazione selettiva. *b*) Esempio di schema elettrico del filtro a cui *a*) $R_1 C_1$ è il primo partitore selettivo; $R_2 C_2$ il secondo partitore selettivo; R_r è la resistenza di controreazione che con C_r costituisce il circuito di controreazione selettiva

4. - AMPLIFICATORE DI POTENZA.

La realizzazione di amplificatori con grandi potenze nominali di uscita e assai basse distorsioni armoniche totali, non presenta oggi particolari dif-

Fig. 6. - Curva di attenuazione di un filtro passabanda con frequenze frontiera $f''_b \simeq 200$ Hz; $f''_a \simeq 6000$ Hz, attenuazione 10 dB. Questi filtri che restringono la banda di frequenza della riproduzione sonora sono necessari quando vi siano dei disturbi nelle frequenze estreme. Ad esempio lo scricchiolio dei dischi a 78 giri o il ronzio del televisore.

ficoltà. Sarebbe troppo lungo esporre in questo articolo l'intera teoria degli amplificatori per segnali forti e le possibili pratiche realizzazioni. Si rimanda quindi il lettore alla consultazione dell'ampia letteratura e dei vari schemi elettrici facilmente reperibili. Si danno invece, nel seguito, alcuni ragguagli sugli ultimi sviluppi della tecnica degli stadi finali in controfase e degli invertitori di fase.

Nella maggior parte degli amplificatori di potenza oggi in commercio si realizza lo stadio finale in controfase e con controreazione sulle griglie schermo dei due tetrodi a fascio o pentodi che costituiscono lo stadio in controfase. A questo argomento si è già accennato nel primo articolo di questa serie. In figura 9 è riportato nuovamente lo schema elettrico di uno stadio finale in controfase con controreazione sulle griglie schermo: si sono inserite due resistenze nei circuiti anodici per evitare oscillazione tra i due tubi elettronici e due resistenze sui circuiti di griglia schermo per regolare il valore della tensione continua su queste griglie e per impedire oscillazioni. La messa a punto di questi stadi finali può risultare oltremodo complessa specie se il trasformatore d'uscita non è realizzato opportunamente, a causa dei parametri parassiti reattivi del circuito equivalente del trasformatore stesso che introducono sfasamenti difficilmente prevedibili nei segnali di controreazione sulle griglie schermo.

Notevole è il vantaggio riportato da questo nuovo sistema di controreazione. Infatti si ha, a pari controreazione, una riduzione maggiore nelle distorsioni ed una riduzione notevole della resistenza interna del tubo elettronico con conseguente maggior fattore di smorzamento e quindi suono naturale e distinto.

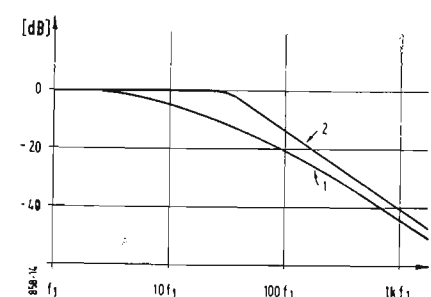



Fig. 8. - Miglioramento della curva di attenuazione di un semplice filtro a partitori selettivi mediante l'uso di un amplificatore con controreazione selettiva di cui a fig. 7: l'andamento della curva 1 è quello generico di due o più partitori selettivi, l'andamento della curva 2 è quello generico di partitori selettivi con l'introduzione di un amplificatore con circuito di controreazione.

Per quanto riguarda gli invertitori di fase i problemi sono analoghi a quanto già esposto per i preamplificatori a transistori. Si hanno due sistemi di invertitori di fase di cui il primo a catodina, benchè il più usato, è da ritenersi inferiore al secondo a reazione, in quanto le due impedenze d'uscita risultano molto più differenti in valore. In figura 10 sono riportati gli schemi dei due sistemi di invertitori di fase.

Una novità negli amplificatori audio di potenza è data dal dispositivo, adottato in alcuni amplificatori fra i più costosi, atto a variare il fattore di smorzamento. Questo sistema consiste nell'introdurre una reazione positiva o negativa di corrente, inviando una tensione all'ingresso proporzionale alla corrente circolante nella resistenza di carico. In figura 11 è riportato un semplice circuito per realizzare la variazione del fattore di smorzamento. Con opportuni valori di reazione positiva di corrente l'impedenza interna dell'amplificatore può essere anche annullata arrivando a quelle condizioni di funzionamento che gli americani chiamano: « infinite damping » cioè smorzamento infinito. In queste condizioni la resistenza interna dell'amplificatore è nul-

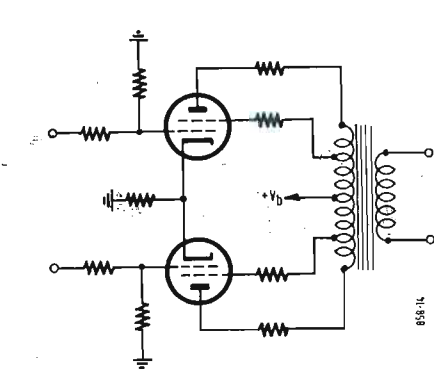



Fig. 9. - Schema elettrico di uno stadio finale in controfase con controreazione sulle griglie-schermo.

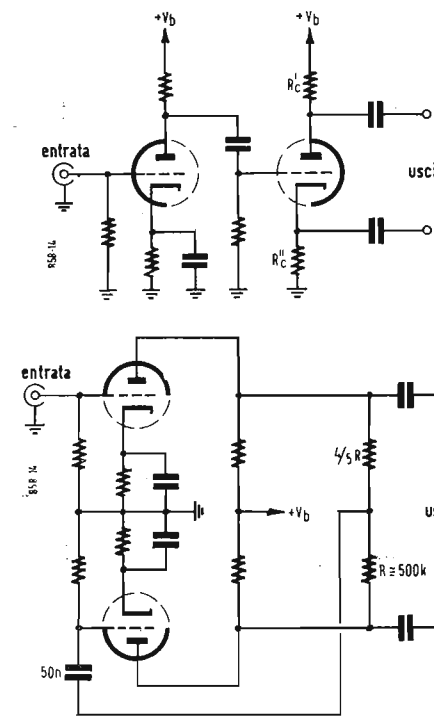
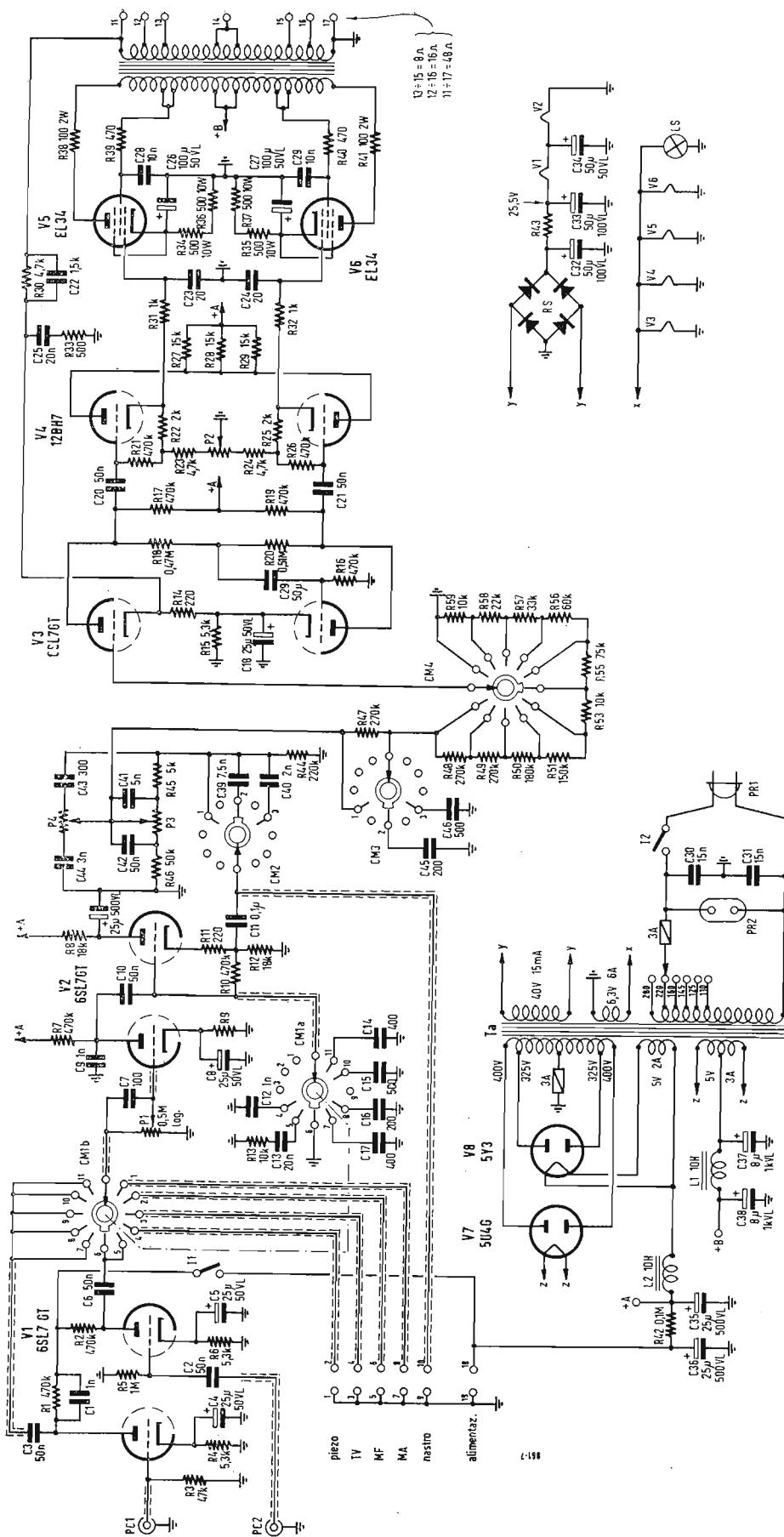



Fig. 10 *a*) - Invertitore di fase a catodina: le impedenze di uscita sono assai diverse in quanto il circuito è asimmetrico. *b*) Invertitore di fase a reazione: le impedenze d'uscita sono quasi uguali in quanto il circuito è simmetrico.

Fig. 14. - Schema elettrico completo dell'amplificatore con preamplificatore incorporato la cui realizzazione è visibile nelle figure 1 e 2. Vedi testo per ulteriori particolari.

la e quindi la bobina mobile dell'altoparlante è cortocircuitata. In figura 12 è riportato il circuito semplificato per mostrare il funzionamento della bobina mobile dell'altoparlante: Z_i è la impedenza interna d'uscita dell'amplificatore che può essere variata mediante il semplice sistema di fig. 11; r_l è la resistenza propria della bobina mobile dell'altoparlante ed L l'induttanza della bobina stessa. Si osserva che quando in assenza di segnale la bobina mobile per inerzia meccanica si mantiene in vibrazione, per effetto dell'induzione elettromagnetica, si inducono nella bobina stessa delle forze elettromotrici che per unità di lunghezza del conduttore che costituisce la bobina mobile, sono date da:

$$e = k' \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$$

dove:

- e è la forza elettromotrice indotta,
- k' un coefficiente di proporzionalità,
- $\Delta\Phi$ il flusso tagliato dal conduttore nel quale si induce la forza elettromotrice e, proporzionale allo spostamento del conduttore stesso,
- Δt il tempo nel quale avviene questo spostamento.

Perciò e può anche esprimersi come segue:

$$e = k'' v B$$

dove:

- k'' è un coefficiente di proporzionalità diverso da k',
- v è la velocità di spostamento del conduttore considerato,
- B l'induzione magnetica del campo permanente nel quale la bobina mobile è immersa.

Queste forze elettromotrici provocano una circolazione di corrente nel circuito di fig. 12 che, ovviamente sarà tanto più grande quanto più piccola è la impedenza del circuito. Questa corrente circolando nella bobina mobile produce una forza magnetomotrice che è data da:

$$M = N I$$

dove:

- M è la forza elettromotrice,
- N è il numero di spire della bobina mobile,
- I la corrente in questa circolante.

Questa forza magneto-motrice, come ben noto dalle leggi dei circuiti magnetici, crea un flusso antagonista che tende ad annullare l'effetto di quello dovuto all'induzione B del campo permanente nel quale è immersa la bobina mobile dell'altoparlante. L'effetto di questo flusso antagonista si traduce in una forza meccanica antagonista che tende a frenare la bobina mobile e quindi a smorzarne le vibrazioni.

In conclusione se l'impedenza interna d'uscita dell'amplificatore viene variata, si ha una variazione nella corrente di induzione elettromagnetica circolante nella bobina mobile e quindi una variazione dello smorzamento di questa.

Fig. 11. - Semplice sistema per variare il fattore di smorzamento di un amplificatore mediante reazione di corrente: TA è il trasformatore di uscita e V_1 è il primo stadio dell'amplificatore. Alfine di evitare che il circuito diventi critico alle alte frequenze si è introdotto un filtro RC ($R_a \approx 200\,\Omega$, $C_a \approx 2\,\mu$F).

Nelle condizioni di « infinite damping », cioè di smorzamento infinito, l'impedenza interna dell'amplificatore viene portata ad un valore negativo tale da compensare l'impedenza offerta dalla bobina mobile e quindi ad annullare completamente l'impedenza del circuito. In queste condizioni si ha completa assenza di vibrazioni prodotte dall'inerzia meccanica della bobina mobile anche dopo i più brevi e rapidi transitori.

Per quanto riguarda la potenza necessaria di un amplificatore, si ricorda che per riproduzioni di parlato o di musica si ha una distribuzione dell'energia sonora non uniforme su tutto lo spettro acustico. In fig. 13 è riportata la curva approssimata della distribuzione della potenza sonora contenuta in un normale segnale audio musicale rispetto alla potenza corrispondente a 1000 Hz. Notare la concentrazione delle potenze maggiori nella banda centrale. Per questa ragione i costruttori di amplificatori si preoccupano di avere basse distorsioni per la potenza massima nella banda centrale, cioè da circa 200 Hz a circa 3.000 Hz ammettono basse distorsioni per potenze molto più piccole alle alte frequenze, ad esempio alcuni watt a 12 000 Hz sono più che sufficienti; e così anche alle basse frequenze che però necessitano potenze un poco maggiori di quelle necessarie alle alte frequenze.

Fig. 12. - Circuito equivalente della bobina mobile di un altoparlante collegata all'uscita di un amplificatore: Z_i è l'impedenza interna d'uscita dell'amplificatore, che può essere variata mediante il semplice sistema di figura 11; r_l è la resistenza propria della bobina mobile dell'alto parlante ad L l'induttanza della bobina stessa.

Naturalmente per riproduzioni speciali sarà necessario avere a disposizione l'intera potenza nominale su tutta la gamma acustica: ad esempio per riproduzioni di rumori di motori o di macchine a scopo di studio od anche di curiosità. È noto come si stia diffondendo negli Stati Uniti d'America dischi incisi in cabine di areo-getti supersonici.

5. - SCHEMA ELETTRICO DELL'AMPLIFICATORE PROFESSIONALE CON PREAMPLIFICATORE INCORPORATO A CUI FIGURA 1 E 2.

In fig. 14 è riportato lo schema completo del circuito dell'amplificatore la cui realizzazione è visibile in figura 1 e 2. Si tratta di un apparecchio completo che raccoglie tutto un impianto ad alta fedeltà di tipo professionale; infatti esso comprende: i preamplificatori, i circuiti equalizzatori, un centralino selettore per collegare l'apparecchio con le varie sorgenti sonore, i filtri per le basse e per le alte frequenze, i circuiti di regolazione dei toni ed un amplificatore di potenza da 20 ÷ 30 W ad assai basse distorsioni armoniche totali. L'alimentazione è costituita da due raddrizzatrici separate al fine di completamente separare i due circuiti di alimentazione dell'amplificatore e del preamplificatore. I tubi elettronici sono complessivamente otto e cioè: due raddrizzatrici, quattro doppi

Fig. 13. - Curva approssimata della distribuzione della potenza sonora contenuta in un normale segnale audio musicale rispetto alla potenza corrispondente a 1000 Hz. Notare la concentrazione delle potenze maggiori nella banda centrale. P_s è la potenza sonora ed f è la frequenza.

triodi e due pentodi di potenza per lo stadio finale. Un raddrizzatore RS, a ponte di Graetz, consente l'alimentazione dei filamenti dei primi stadi in corrente continua.

Ulteriori informazioni o dettagli riguardanti questo apparecchio o generiamente consulenze tecniche su impianti ad alta fedeltà possono essere richiesti direttamente all'Autore di questa serie d'articoli, scrivendo alla Redazione della Rivista. *

La Pubblicità alla Televisione

(segue da pag. 97)

E questo schema può essere vantaggiosamente sviluppato solo attraverso una organizzazione TV proiettata sul piano comerciale pubblicitario.

Si è anche appreso nella riunione londinese suaccennata, che la Società concessionaria ufficiale non pubblicitaria (la B.B.C.) ha incassato un maggior provento di 500.000 sterline, derivante da una aliquota dell'aumentato introito abbonamenti, (un'altra aliquota di tale introito viene assegnata a titolo di avviamento per i primi 3 anni d'esercizio alla I.T.A.).

Opportunamente organizzata e disciplinata la publicità TV si presenta come un'ottima impresa commerciale ad utile e gradito complemento del programma ufficiale contemporaneo.

L'impegno finanziario per l'allestimento e la gestione degli impianti trasmettenti pur essendo notevole, non è poi talmente proibitivo, e dopo i primi 2 o 3 anni di avviamento l'utile non sarà indifferente.

Ma ciò che più conta, nell'avvento delle trasmissioni commerciali in parallelo con la R.A.I. è il formidabile aumento del potenziale industriale e commerciale del settore radio-TV a causa dell'accresciuto interesse del pubblico con corrispondente aumento del numero dei teleabbonati.

Nell'accennata riunione londinese è stato anche comunicato che il numero dei teleabbonati inglesi nel mese di Gennaio era di ben 6.760.000, con un incremento mensile di 132.000 unità.

Nè si creda che queste righe siano considerazioni prive di basi pratiche. Esistono già in Italia gruppi finanziari su basi solide e molto serie, validamente appoggiati da tecnici di alta competenza specifica, pronti a partire per la prossima grande battaglia per la TV commerciale italiana.

A. Banfi

Studio sulla TV a Circuito Chiuso L'Amplificatore Video

L'amplificatore video é un sistema amplificatore a larga banda, dotato di minima distorsione di fase, del tipo ad accoppiamento con resistenza e capacità. Qui si esaminano: il limite di amplificazione alle frequenze alte e alle frequenze basse; la compensazione alle frequenze alte e alle frequenze basse; la risposta di fase e il ritardo di tempo; ed alcuni problemi ed elementi speciali dell'amplificatore video.

Gino Nicolao

(parte terza)

1. - L'AMPLIFICATORE VIDEO.

L'amplificatore video — che è impiegato in tutti i circuiti televisivi riceventi e trasmittenti — ha la funzione di aumentare il livello del segnale all'uscita del tubo da presa o all'ingresso del monitore, fino a portarlo ad un'entità sufficiente agli impieghi al quale il circuito è stato destinato; pilotaggio di un cinescopio o modulazione di un trasmettitore. L'amplificatore video è un sistema amplificatore a larga banda, dotato di minima distorsione di fase e ritardo di tempo: in altre parole un amplificatore d'impulsi la cui frequenza superiore è definita dalle caratteristiche del sistema in cui è impiegato.

Questi amplificatori sono del tipo ad accoppiamento con resistenza e capacità a banda estesa, e devono rispondere alle seguenti caratteristiche:

1) Devono avere un guadagno costante entro la gamma delle frequenze trasmesse.

2) Non devono provocare distorsione di fase.

3) Non devono avere un ritardo di risposta eccessivo, e questo ritardo deve essere quanto più possibile eguale per tutte le frequenze del campo che interessa.

4) La risposta ai segnali transitori non deve introdurre un apprezzabile smorzamento del fronte d'onda di un impulso rettangolare.

Benchè si possano realizzare degli amplificatori a resistenza e capacità migliori dei tipi in uso corrente nella bassa frequenza e capaci di arrivare ad un limite di frequenza abbastanza elevato, pure non è possibile soddisfare, con i mezzi usuali, queste esigenze, per cui l'amplificatore definito «video» si distacca nettamente dai circuiti noti negli altri campi.

1.1. - Limite di amplificazione alle frequenze alte.

Un fattore importante nella realizzazione degli amplificatori video è la estensione della banda passante ad un limite molto notevole verso le frequenze alte e verso quelle basse.

Una valvola collegata in circuito amplificatore *RC* ha infatti una frequenza di *taglio* nell'amplificazione delle frequenze elevate, che può essere modificato con opportuni sistemi. Un fattore che causa la perdita a queste frequenze è dato dalle capacità distribuite del circuito, e cioè della somma delle capacità interelettrodiche d'ingresso e d'uscita della valvola, da quelle dei collegamenti e da quelle dei componenti, verso massa.

La perdita alle frequenze elevate diventa maggiore per capacità maggiori, per cui un primo fattore nella realizzazione degli stadi video è quello di usare valvole a basse capacità e di adoperare circuiti che abbiano una piccola capacità dispersa verso massa. Questo effetto di attenuazione è dovuto al fatto che la tensione d'uscita di uno stadio amplificatore collegato a resistenza e capacità è uguale al prodotto delle variazioni di corrente per il valore della resistenza d'uscita. Se ora noi collegassimo tra massa e questa resistenza di carico un'altra resistenza di valore eguale, noi otterremmo pressapoco un dimezzamento della tensione d'uscita. Quindi una reattanza che si trovasse in parallelo alla resistenza di carico o tra questa e massa, quando avesse un valore eguale o minore della resistenza stessa, determinerebbe una diminuzione del segnale. L'unica differenza tra i due casi è che la reattanza varia con la frequenza, ovvero diminuisce con l'aumentare di questa. Conseguentemente le reattanze del circuito amplificatore possono essere molto alte alle frequenze basse, ma divengono via via più basse con il crescere della frequenza, creando un effetto di «shunt» molto marcato.

Vi sono due modi di prevenire queste attenuazioni alle frequenze elevate:

— Adoperare valvole con basse capacità interelettrodiche e costruire i circuiti in modo da avere basse capacità disperse.

— Abbassare il valore della resistenza di carico in modo che l'effetto di shunt delle capacità si renda evidente a frequenze più elevate.

La seconda soluzione viene praticamente impiegata assieme alla prima nel realizzare stadi amplificatori video, ma consente di allargare la banda passante non aumentando il guadagno alle frequenze elevate, riducendo però il guadagno complessivo dello stadio tanto alle frequenze elevate che a quelle medie e basse, pur estendendo il campo di risposta lineare.

Per compensare un po' questo difetto è necessario impiegare delle valvole ad alta pendenza, in modo da compensare la perdita introdotta dal basso valore della resistenza di carico.

1.2. - Limite di amplificazione alle frequenze basse.

La risposta alle frequenze basse è limitata — al contrario della precedente — non dagli elementi della valvola in sè, ma dalle caratteristiche del circuito d'accoppiamento. In questo caso è l'aumentare del valore di reattanza dei condensatori d'accoppiamento interstadio e di quelli catodici che determina la perdita d'amplificazione. Nel caso del condensatore d'accoppiamento infatti, esso è posto in serie tra l'uscita del segnale e la griglia controllo, e costituisce un braccio di un partitore il cui altro braccio è costituito dalla resistenza di griglia della valvola. Quanto maggiore diventa la reattanza del condensatore tanto minore sarà la tensione applicata alla griglia della valvola, e quindi minore anche l'amplificazione. Poichè la reattanza cresce con il calare della frequenza, lo studio ad accoppiamento *RC* tenderà a perdere in prossimità delle frequenze più basse della gamma da amplificare. Per prevenire questo effetto si possono usare condensatori di accoppiamento di valore elevato e resistenze di griglia di valore anch'esse elevate.

Purtroppo in questo caso vi sono delle limitazioni agli aumenti dei valori dei componenti: la resistenza di griglia infatti non può essere aumentata oltre il valore suggerito dal costruttore della valvola, per non incorrere in una corrente spuria dovuta alle tracce di gas nell'involucro della valvola stessa, mentre il condensatore non può essere eccessivamente aumentato di valore per non estendere le perdite in *CC*, e non aumentare le capacità verso massa del circuito, con conseguente perdita alle frequenze elevate.

Il condensatore di fuga del catodo, d'altra parte, tende anch'esso a comportarsi come un filtro, la cui reattanza aumenta con l'abbassarsi della frequenza, introducendo un coefficiente controreattivo alle frequenze basse, se non ha un valore sufficientemente alto.

Quest'ultimo inconveniente però può essere abbastanza facilmente eliminato, o introducendo condensatori di valore molto elevato (fino a 1000 μF) o ponendo il catodo a massa e polarizzando le griglie con una tensione negativa ottenuta da una piletta o da un piccolo alimentatore.

1.3. - Compensazione delle frequenze alte.

Per estendere ulteriormente la risposta alle frequenze basse, senza abbassare eccessivamente il valore della resistenza di carico abbassando conseguentemente il guadagno, si ricorre ad un sistema noto sotto il nome di *peaking*. Si aggiunge prima di tutto una bobina al circuito di accoppiamento dell'amplificatore video. L'effetto di risonanza di questa bobina con le capacità del circuito fanno sì che si abbia un aumento di amplificazione dello stadio in corrispondenza con la frequenza di risonanza della bobina stessa. Questo equivale ad aggiungere un «picco» alla zona di caduta della curva d'amplificazione (fig. 1) e conseguentemente ad estendere la banda passante dell'amplificatore video stesso.

Fig. 1. - Curva di risposta relativa con V_e costante per uno stadio amplificatore video compensato e non.

In fig. 2 sono illustrati due tipi di stadi amplificatori video compensati alle frequenze alte. Il circuito a) illustra il sistema in parallelo, mentre quello b) illustra il sistema in serie. Nella sezione a) la bobina *L* risuona con le capacità interne e disperse C_1 di V_1 e C_2 di V_2. Ciò produce un circuito risonante in parallelo tra griglia e massa che aumenta la tensione del segnale nelle zone vicine alla frequenza di risonanza. Se si fa in modo che la frequenza di risonanza sia vicina al limite superiore di amplificazione dello stadio, l'effetto ottenuto surpeerà la tendenza dell'amplificatore senza compensazione, a perdere guadagno in questa regione.

Nel caso del circuito «in serie» l'induttanza di picco è connessa in serie con al capacità di accoppiamento. Questo circuito ha il vantaggio che la capacità d'uscita di V_1 è separata da quella d'ingresso di V_2 dall'induttanza di picco, e così si ottiene un sistema più efficace, dato che le due capacità non sono «combinate» come nel caso precedente.

Altre volte queste due compensazioni sono usate contemporaneamente, con lo scopo di creare due picchi ed un conseguente allargamento della risposta dello stadio.

Noteremo infine che spesso in parallelo alle bobine di picco si pongono delle resistenze di smorzamento non induttive, che hanno lo scopo di estendere la zona d'influenza della bobina appiattendo la curva di risonanza che sarebbe altrimenti di effetto troppo limitato.

Fig. 2. - Sistema di due stadi amplificatori video compensati alle frequenze alte: *a*) in parallelo; *b*) in serie.

1.4. - Compensazione delle frequenze basse.

Molto spesso sono necessari alcuni circuiti per la compensazione delle frequenze basse. Queste compensazioni si effettuano con reti a resistenza e capacità, in cui si ha una componente resistiva in serie al circuito di alimentazione della valvola, subito dopo la resistenza di carico anodico, ed un condensatore di forte capacità connesso in parallelo ad essa o tra questa resistenza e la massa.

Fig. 3. - Compensazione di uno stadio amplificatore video alle frequenze basse: *a*) con pentodo, *b*) con triodo.

Questa compensazione — illustrata in fig. 3 — è praticamente l'unica adottata, in unione all'aumento notevole dei condensatori catodici o alla polarizzazione diretta non automatica della griglia controllo degli stadi amplificatori.

1.5. - Risposta di fase e ritardo di tempo.

La risposta di fase di un amplificatore video può essere suddivisa in tre diversi fenomeni singoli: angolo di fase, ritardo di tempo uniforme, e ritardo di tempo non uniforme nella gamma da amplificare. L'angolo di fase è il termine che viene applicato per definire la differenza angolare che sussiste tra una tensione o corrente data rispetto ad un'altra; il ritardo di tempo uniforme è il risultato espresso in «tempo» di una certa variazione di fase introdotta dagli stadi dell'amplificatore; infine il ritardo di tempo non uniforme (o non lineare) esprime la differenza di ritardo di tempo che si

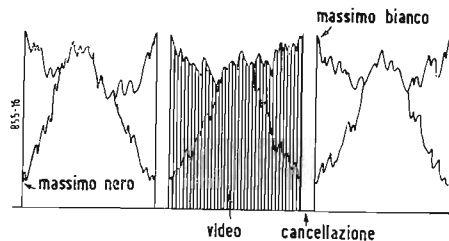



Fig. 4. - Segnale video all'uscita della telecamera (rappresentazione convenzionale).

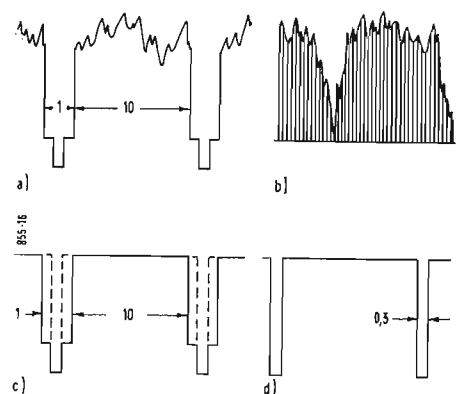



Fig. 5. - Segnale video composito semplificato *a*) in uso negli impianti di TV industriale.

verifica tra due segnali di uguale intensità ma di diversa frequenza.

Quando tutte le frequenze di un certo spettro video da amplificare subiscono uno stesso ritardo, non si verifica alcuna distorsione di fase. Quando invece si verifichi un ritardo di tempo variabile alle diverse frequenze, si avrà una distorsione di fase ed una conseguente distorsione delle onde componenti il segnale.

L'angolo di fase, nel caso di un accoppiamento interstadio di tipo *RC*, è la relazione tra la tensione di griglia di uno stadio e quella di placca dello stadio precedente.

La tensione V_g ai capi della resistenza di griglia è in fase con la corrente del segnale i_s. La tensione ai capi del condensatore (V_c) è spostata rispetto ad i_s di 90°.

La posizione della tensione di placca V_a espressa in termine vettoriale dipende dall'ampiezza relativa di V_c ed V_g, che d'altra parte dipendono dalla frequenza e dal rapporto reattanza-resistenza.

È evidente che alle frequenze basse l'angolo di fase è molto maggiore per l'aumento della reattanza di C_1, e quindi la tensione di griglia si trova rispetto a quella di placca ad un angolo molto più ampio.

In un amplificatore video avviene però che se il ritardo di tempo di tutte le frequenze del segnale è uguale non si verifica alcuna distorsione di fase perchè tutte le singole tensioni istantanee del segnale stesso giungono all'uscita con la stessa relazione una verso l'altra che avevano all'ingresso. Se invece esiste un ritardo di tempo non uniforme, una delle componenti di frequenza arriverà in un tempo minore di un'altra, e quindi la reale relazione esistente tra le singole frequenze verrà alterata.

È evidente che se l'amplificatore video funzionante in questo modo viene ora collegato ad un cinescopio, non si avrà su di esso la riproduzione esatta delle condizioni esistenti sullo schermo sensibile del tubo da presa, e quindi l'immagine risulterà distorta.

Per creare un effetto di compensazione alla distorsione di fase si introducono dei circuiti simili ai sistemi di compensazione alle frequenze basse ed alte che si comportano contemporaneamente — se opportunamente dimensionati — da correttori di fase.

1.6. - Mescolazione nel segnale video degli impulsi di cancellazione e sincronismo.

Tutti gli amplificatori che abbiamo considerato fino ad ora sono adatti all'amplificazione del video puro, ovvero del solo segnale video non accompagnato dai segnali di sincronizzazione dell'immagine. Il segnale di cancellazione è però generalmente già presente nel video, in quanto il tubo da presa dev'essere smorzato durante il tempo di ritorno del fascio di scansione, sia nella riga che nel quadro, per cui il segnale video stesso assume all'uscita della telecamera un aspetto come illustrato nella fig. 4.

È necessario però, a volte, correggere la durata dell'impulso di cancellazione che in camera è stato spesso creato con mezzi artificiosi, per cui si introduce in uno degli stadi d'amplificazione video un altro segnale di cancellazione di durata ben determinata e di ampiezza opportuna. La « correzione » del segnale di cancellazione assume un importanza molto grande quando si abbia a creare il cosidetto video composito, ovvero si debbano addizionare anche i segnali di sincronismo (seppure di tipo semplificato) in modo da ottenere un segnale completo capace di sincronizzare e pilotare un ricevitore normale, per via bassa frequenza (video) o per via radio.

Il segnale semplificato dev'essere in tal caso come quello della fig. 5, ottenuto dalla somma dei singoli segnali separati visibili a lato.

Gli stadi indicati ad effettuare le operazioni descritte sono chiamati « mescolatori » e sono preceduti o seguiti da circuiti limitatori e tosatori « clamper e clipper » che illustreremo in seguito. La fig. 6 b) illustra uno stadio indicato per la mescolazione del segnale di cancellazione. Si tratta di un pentodo, collegato in circuito normale, in cui la resistenza di catodo è di basso valore e non è by-passata da alcun condensatore. Il segnale video entra sulla griglia, mentre i segnali di soppressione sono inviati al catodo.

Sulla placca si avrà il segnale video completo dei segnali di cancellazione atti a correggere quelli di telecamera.

Un altro sistema è illustrato nella fig. 6 a), in cui è impiegato un doppio triodo. Esso ha le due griglie indipendenti, e ad esse fanno capo i segnali video e di soppressione (o cancellazione) separatamente. Le due placche sono collegate insieme e ai capi della resistenza di carico di esse è possibile estrarre il segnale video complesso.

Gli stessi circuiti possono essere adoperati per l'introduzione dei sincronismi, qualora il video sia già complessivamente dotato degli impulsi di cancellazione. Un circuito molto interessante che con una sola valvola permette di ottenere la triplice inserzione del segnale di cancellazione e di quello di sincronismo nel video è illustrato nella fig. 7.

Un doppio triodo ha una resistenza di catodo delle prime sezioni molto piccola di valore, alla quale fanno capo i segnali di cancellazione (V e O) precedentemente mescolati; alla griglia giunge il segnale video puro, mentre alla griglia del secondo triodo è inserito il segnale multiplo di sincronismo. Sulle placche che sono collegate assieme sarà presente il segnale video composito adatto allo standard normale.

Fig. 6. - Stadi mescolatori video-sincronismi e video-blanking: *a*) con doppio triodo, *b*) con pentodo

In alcuni sistemi industriali economici, non si ha un vero e proprio segnale di sincronismo, ma si utilizza un segnale di cancellazione particolare, terminante in modo aguzzo invece che piano. Limitando il livello del segnale video un po' al di sotto della massima tensione dell'impulso descritto, con un circuito clipper, si potrà sfruttare la deformazione del segnale stesso per assicurare un soddisfacente sistema di sincronizzazione.

1.7. - Elementi speciali del circuito video: clipper e clamper.

Nei circuiti video ed in particolare negli amplificatori a segnale composito, come pure nei sistemi « formatori » dei segnali di sincronismo e cancellazione, sono spesso inseriti degli elementi dotati di particolari funzioni, quali i clippers, i clampers, ecc.

Il « clipper » è un circuito che può limitare l'altezza (ovvero l'ampiezza) di una forma d'onda applicata, effettuando un taglio superiore che può essere definito « tosatura ».

Un tipico circuito di questo genere realizzato con un diodo è illustrato nella fig. 8.

Il funzionamento è concettualmente molto semplice. Supponiamo che tra A e B sia inserito un generatore di tensione avente una forma d'onda sinusoidale, e la batteria posta in serie al catodo del diodo abbia un certo valore V_b.

Per analizzare la forma d'onda dovrà essere fissato un oscillografo ai capi dei terminali d'uscita C e D. In questo punto osserveremo che, poichè il catodo è mantenuto costantemente ad un potenziale positivo V_b rispetto a massa, all'inizio del ciclo il diodo non conduce e quindi la forma d'onda si trasferisce inalterata da AB in CD, non avendosi alcuna caduta nella resistenza R. Il diodo rimane interdetto e non conduttore per tutta la durata compresa tra t e t_1 in cui il valore di tensione del segnale è inferiore a quello della batteria. Al punto t_1 la tensione del segnale supera quella della batteria e quindi da questo punto fino al punto t_2 il diodo diviene conduttore. Essendo conseguentemente la sua resistenza interna trascurabile, il potenziale del catodo viene trasferito in C per cui la forma d'onda dell'uscita risulta tagliata all'altezza del valore della tensione della batteria. Nella parte negativa della sinusoide non si avrà alcun effetto del diodo in quanto la tensione del segnale rimane sempre inferiore a quella della batteria catodica e conseguentemente il diodo rimane per tutto il tempo bloccato.

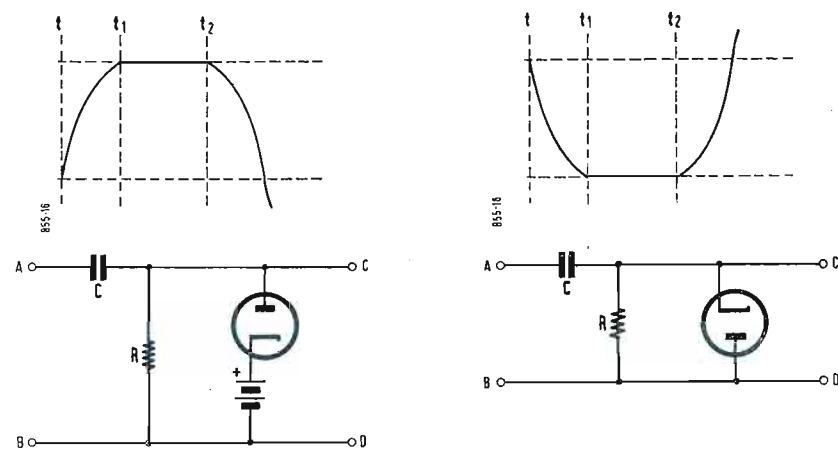



Fig. 7. - Mescolatore di tre segnali (video, blanking e sincronismi) con un doppio triodo.

La sinusoide subisce dunque una « tosatura » della parte superiore (positiva); in modo analogo sarebbe possibile effettuare la « tosatura » del semiperiodo negativo, oppure, con circuito più complessi, la « tosatura » di ambedue i semiperiodi. Il primo caso è illustrato nella fig. 8 a) ed il secondo caso nella fig. 8 b).

Un altro tipo di circuito « clipper » è quello denominato « di griglia », il cui circuito è illustrato nella fig. 9. Il fluire della corrente di griglia risultante dalla sovraeccitazione di questo elettrodo può essere utilizzata per produrre un effetto di tosatura della forma d'onda. Quando il segnale è fortemente positivo, cioè, circola una certa corrente di griglia per cui si ha ai capi della resistenza R_1 una forte caduta di tensione, ed il segnale applicato alla griglia stessa viene ad essere automaticamente limitato.

L'effetto di « clipping » può effettuarsi semplicemente per interdizione. Supponendo che si voglia avere un amplificatore video, all'ingresso del quale debba essere inviato il segnale video composito, ed all'uscita si vogliono ottenere soli i sincronismi, sarà sufficiente polarizzare il triodo all'interdizione in corrispondenza del livello del nero del segnale composito d'ingresso.

Un altro circuito speciale impiegato normalmente negli amplificatori video e nei circuiti formatori è il circuito « clamper » reinseritore della corrente continua. In genere il « clamper » si differenzia dal circuito reinseritore della componente continua solo perchè il primo è in genere un inseritore di livello di riferimento nei formatori, mescolatori, e separatori di sincronismo e blanking, mentre il secondo ha la funzione di vero e proprio reinseritore della componente continua nell'amplificatore video.

Come abbiamo già accennato in precedenza, vi sono dei circuiti — come ad esempio l'amplificatore con accoppiamento RC — che privano il segnale che scorre in essi della sua componente continua. Il segnale in uscita risulta conseguentemente a valore medio nullo, e questo inconveniente assume una notevole importanza nell'amplificazione del segnale video, poichè priva quest'ultimo della caratteristica media di luminosità.

Ecco la ragione della necessità di circuiti, che, posti dopo linee amplificatrici con accoppiamento RC rein-

Fig. 8. - Stadio posatore (clipper) a diodo positivo *a*) e a diodo negativo *b*).

Fig. 9. - Stadio tosatore (clipper) a triodo.

seriscano la componente continua stessa.

Il più semplice circuito di questo tipo impiega un diodo collegato all'uscita di un normale sistema d'accoppiamento *RC* come è illustrato nella figura 10.

Il funzionamento del circuito è semplice. Quando il punto *C* è negativo rispetto a massa il diodo conduce e

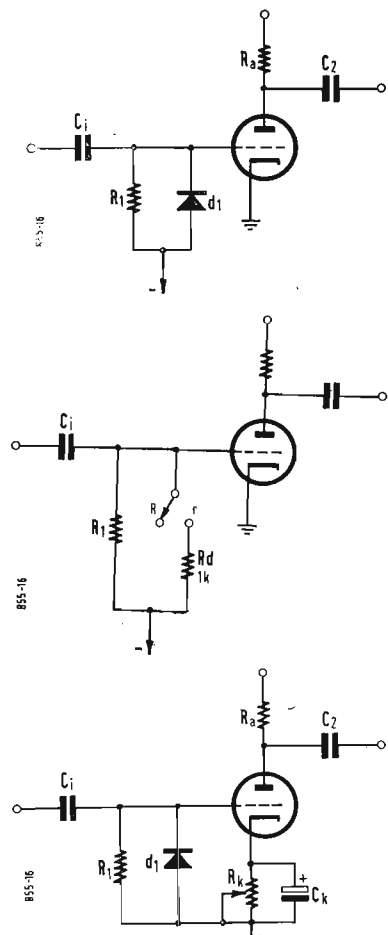



Fig. 10. - Circuiti reali ed equivalente di uno stadio reinseritore della componente continua. In alto per segnale video positivo; al centro circuito equivalente, sotto per segnale video negativo.

a sua resistenza interna è — per esempio — di un migliaio di ohm, cioè piuttosto piccola rispetto ad *R*, in genere di valore prossimo a 100 kΩ. Quando il punto *C* è positivo rispetto a massa, il diodo invece non conduce, per cui il valore reale della resistenza diviene quello di *R*. Il circuito equivalente del sistema è illustrato nella fig. 10 b.

È evidente che in questo caso il diodo si comporta come un vero e proprio interruttore automatico chiuso in posizione *r* (*r* = 1000 Ω) ed aperto in posizione *R* (100 MΩ).

Conseguentemente supponendo di avere all'entrata del circuito una forma d'onda quadra come in a) della fig. 11, si otterrà una forma d'onda all'uscita come in b), dotata della componente continua, ovvero del livello di riferimento. *

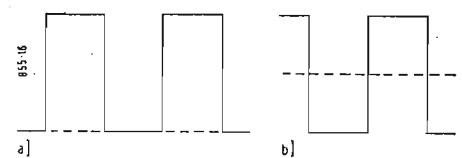



Fig. 11. - Forme d'onda prima *a)* dopo *b)* di un circuito reinseritore della componente continua.

Un voltmetro elettronico di tipo professionale

(segue da pag. 111)

- 15 e per 50 - 150 V fondo scala di 320 V, mentre che la tensione di catodo passa da 2 a 4,3 V (tensioni misurate rispetto a massa).

Naturalmente i filamenti di entrambi i tubi 6SL7 e 6SU7 vengono posti elettricamente allo stesso potenziale dei catodi come è possibile rilevare dallo schermo di principio di fig. 3.

Per tensioni superiori fino ai 1500 V sono previsti due attenuatori aggiuntivi, uno per le frequenze più elevate che viene applicato alla testina per la misura della RF (tipo 1800P2), ed uno per le frequenze più basse e la c.c. (tipo 1800P3) che viene applicato ai terminali previsti sul fronte dello strumento. Il primo attenuatore per la Radio Frequenza permette la misura a partire dai 100.000 Hz e presenta una capacità verso massa di circa 2 pF. L'impedenza equivalente diviene in pratica 100 volte superiore a quella della testina stessa. È prevista una regolazione che permette di ridurre l'errore sotto l'1 % in più o meno. Il secondo attenuatore permette una misura approssimata al ± 1,5 % in c.c. Il campo di misura in c.a. si estende dai 20 Hz ai 5 MHz. L'errore in questo intervallo, con le dovute correzioni eseguite per 1 e 15 kHz, può venire contenuto entro il ± 3 % dai 20 Hz ai 20 kHz ed entro il ± 5 % fino ai 5 MHz. Per tale motivo oltre i 100 kHz conviene ricorrere all'uso della testina con l'apposito attenuatore per alte frequenze.

3.3. - Dati pratici d'impiego.

La testina impiegata per la misura in c.a. non può sopportare ai capi più di 500 V continui con qualsiasi valore di tensione alternata sovrapposta. Così pure la massima tensione continua tra i terminali LOW della testina massa non deve superare i 500 V. La scala a specchio tra l'altro può permettere di rilevare piccole differenze di lettura tra una portata e l'altra in modo da ridurre gli errori nel corso della taratura. Lo chassis va collegato preferibilmente ad una buona massa nel corso delle misure.

La resistenza concentrica da 50 Ω, fornita come normale corredo dello strumento, ha il compito di permettere la lettura di tensioni a radiofrequenze ai capi di terminazioni di cavo coassiale di 50 Ω di impedenza caratteristica che vengono chiuse appunto su tale valore in modo da non dare luogo a riflessioni.

Alcuni particolari di montaggio sono indicati in fig. 5. *

Motori c.c. a velocità regolabile alimentati da una rete in c.a.

(segue da pag. 119)

della caduta interna dell'armatura del motore funziona esattamente finchè la resistenza dell'armatura varia rispetto alla temperatura con la stessa legge di R_5.

4.2. - Limitatore.

In questo schema (fig. 11) vi sono ancora le valvole V_1 e V_2 collegate in modo analogo; inoltre vi sono le valvole V_0 e V_3 con funzione limitatrice.

La valvola V_0 eroga alternativamente da una placca e dall'altra una corrente pulsante proporzionale alla corrente di carico dei due tiratron, e che viene poi livellata e inviata al partitore R_1 R_2 e al potenziometro P_3. Le valvole V_1 e V_2 funzionano normalmente come nello schema precedente, salvo la differenza che la tensione di griglia di V_2 per la compensazione della caduta di armatura è prelevata sul partitore R_1 R_2 anzichè su R_5 (che è stato eliminato).

Un aumento della corrente di armatura rende più positiva la griglia di V_2, quindi meno positiva la presa di P_2 e la griglia di V_1; la corrente di questa, dunque, e la tensione di armatura crescono. Normalmente T_3 non funziona, avendo una forte polarizzazione fissa positiva sul catodo. Quando però la tensione positiva sul punto *L* del potenziometro P_3, che è proporzionale alla corrente di armatura, diviene così grande da rendere conduttrice V_3, la corrente anodica di questa attraversa successivamente i resistori R_6 R_3 e la parte inferiore di P_1 per chiudersi.

Ne segue che il catodo di V_1 diviene fortemente negativo e che V_1 eroga la una certa corrente anodica anche con tensione negativa di griglia, impedendo ai tiratron di portare una corrente troppo forte.

In queste condizioni quindi la corrente di armatura non può più aumentare, qualunque siano le condizioni di lavoro del motore ed anche se questo si blocca per eccesso di coppia resistente.

Risulta ora evidente quanto avevamo già accennato prima, e cioè che l'aggiunta di una nuova funzione (es. limitazione) porta a una complicazione circuitale e organica di ben modesto rilievo e solo sulla parte di controllo, a bassa potenza, sicchè in definitiva essa, una volta che sia stata bene studiata, incide in maniera assai modesta sul costo complessivo dell'impianto.

È per questo che il controllo elettronico si va arricchendo e può arricchirsi sempre più di ulteriori funzioni che portano ad una automatizzazione ed a una sicurezza sempre maggiori, data la sua caratteristica flessibilità che gli permette di andare incontro abbastanza facilmente alle più svariate esigenze.

In una prossima puntata illustreremo installazioni complete. *

Considerazioni tecniche sui trasmettitori per TV

(segue da pag. 115)

forme d'onda del segnale saranno come in fig. 5.

Quando invece la distorsione di frequenza si presenta come guadagno inferiore alle alte frequenze le forme di onda si presenteranno come in fig. 6.

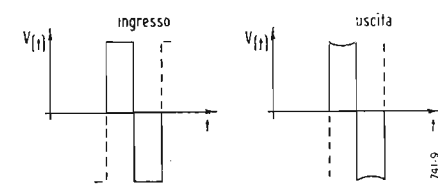



Fig. 5. - Esempio di distorsione di frequenza.

Fig. 7. - Esempio di distorsione di fase.

Fig. 6. - Altro esempio di distorsione di frequenza.

Fig. 8. - Altro esempio di distorsione di fase.

rilievo della caratteristica ampiezza/frequenza per quanto riguarda la distorsione di frequenza e i metodi di analisi con l'onda quadrata per ciò che concerne la distorsione di fase.

L'ultima distorsione da considerare

Entrambi i casi esaminati corrispondono a reti prive di distorsione di fase. Se ora consideriamo reti nelle quali *non vi è distorsione di frequenza ma è presente quella di fase* avremo che, nel caso in cui le basse frequenze siano anticipate rispetto alle altre si hanno le forme di onda rappresentate in fig. 7.

Nel caso inverso, cioè quello in cui le basse frequenze siano ritardate rispetto alle altre si hanno le forme di onda rappresentate in fig. 8.

In generale si incontra in pratica la distorsione di fase sempre accompagnata da quella di frequenza anzi sotto determinate condizioni le reti elettriche presentano un legame tra la caratteristica ampiezza/frequenza e quella fase/frequenza. Tale analisi esula però dai limiti imposti a questa sintetica rassegna delle misure che si possono effettuare sui trasmettitori TV. Verranno esaminati pertanto i metodi di è quella relativa al rumore di fondo.

Nel caso di un solo tubo elettronico amplificatore, per rumore di fondo si può intendere il disturbo generatosi ad esempio per la discontinuità dell'emissione elettronica, il disturbo causato dall'agitazione termina elettronica nelle resistenze e così via. Ciò che noi intendiamo per rumore di fondo dei trasmettitori video e audio è un fenomeno tutt'affatto differente. Esso ha origine nel modo seguente. Come è noto la tensione anodica, la tensione di schermo e la tensione negativa di griglia è fornita, per i tubi trasmittenti, da alimentatori costituiti da raddrizzatori di tensione alternativa (prelevata dalla rete) e da reti di filtraggio spiananti da cui viene ricavata una tensione continua accompagnata da un piccolo residuo di tensione alternativa; quest'ultima tensione è quella che genera il rumore di fondo in parola. Essa fornisce al segnale video od audio una distorsione consistente nella sovrapposizione sul segnale stesso di tensioni spurie a frequenze basse (rete e sue armoniche). Un'altra causa di questa distorsione, oltre a quelle già esposte, è l'accensione dei filamenti delle valvole di potenza che si effettua normalmente con la tensione di rete. *

Nuovo rivoluzionario sistema di radio-comunicazioni

È stato inventato in Inghilterra un nuovo rivoluzionario sistema di radio-comunicazioni che moltiplica di sei volte l'attuale impiego massimo dell'etere per le trasmissioni radiofoniche. Il nuovo sistema è stato reso noto dal presidente della società di articoli radiofonici Pye, ing. C. O. Stanley, nel corso di una conferenza tenuta a Cambridge. Tale sistema, sviluppato da esperti elettronici inglesi, è stato già mostrato a tecnici dei governi degli Stati Uniti e del Canadà.

Secondo l'ing. Stanley, la nuova invenzione rappresenta «il passo più rivoluzionario compiuto nel campo della radiofonia negli ultimi venti anni».

«Per la prima volta sono state costruite — egli ha aggiunto — attrezzature che consentono di separare completamente canali distanti solamente 15 kHz. Tali attrezzature sono state provate sperimentalmente su impianti sia fissi che mobili. Si tratta di una capacità sei volte superiore a quella disponibile sinora in Gran Bretagna e quattro volte a quella in atto negli Stati Uniti. Ciò sta a significare che sarà ora possibile ad un numero sei volte maggiore di persone di far uso delle radio-comunicazioni, il che apre immense possibilità di sviluppo per le radio-comunicazioni in ogni parte del mondo e per ogni genere di applicazioni».

Saranno ora possibili impianti telefonici per uso dei passeggeri su aerei, treni ed autocorriere, ed un radio-telefono potrebbe diventare in breve tempo un popolare accessorio per tutte le autovetture in circolazione. Una delle limitazioni nel campo delle radio-comunicazioni — ha spiegato l'ing. Stanley — era stata sempre la scarsità di lunghezze d'onda e di canali. Il nuovo sistema offre appunto un notevole aumento del numero delle lunghezze d'onda disponibili.

Il presidente della Pye ha dichiarato che l'invenzione è esclusivamente inglese ed è stata fatta in seguito a studi sui cristalli di quarzo ed altri materiali compiuti a Cambridge. Successivamente la società ha rivelato che nella dimostrazione effettuata nel Canadà, si era visto per la prima volta che i canali radio ad altissima frequenza potevano venire separati efficacemente nelle peggiori condizioni. Ogni interferenza fra autoveicoli in movimento scomparve — durante tali esperimenti — alla distanza di 170 m, e nessuna interferenza si ebbe allorchè le due unità mobili vennero poste sotto l'antenna di una stazione radio fissa, posta ad un'altezza di 12 m sul livello stradale.

Gli apparati usati erano quelli più recenti del radiofono Pye Ranger VHG, nella versione ad ampia modulazione. Una dimostrazione di selezione di canali a 30 chilohertz rivelò non esservi alcuna interferenza fra tre automobili distanti l'una dall'altra solamente 60 cm. Le attrezzature Ranger sono ora in regolare produzione e la versione con canale di 15 chilohertz sarà disponibile immediatamente nelle regioni soggette a intensa congestione di frequenze. *(u. b.)*

Firmato il contratto per la costruzione del reattore destinato al CNRN

È stato firmato a Washington un contratto tra la sezione per i prodotti dell'energia atomica dell'American Car & Foundry Industries ed il Comitato Nazionale Italiano per le Ricerche Nucleari (CNRN) per la costruzione negli Stati Uniti e l'installazione in Italia di un reattore nucleare da ricerca entro il 1958.

Il contratto è stato firmato per l'Italia dal ministro Egidio Ortona, capo della delegazione tecnica del Comitato Nazionale per le Ricerche Nucleari.

Il reattore svilupperà un livello termico di 5.000 kW e sarà moderato ad acqua pesante. *(u.s.)*

Consigli per la Costruzione di un Generatore di Rumore *

LA FIG. 1 mostra lo schema di un generatore di soffio che utilizza il diodo K81A. L'apparecchio è diviso in due parti: alimentatore e generatore-probe. L'alimentazione del filamento è stabilizzata con una valvola a gas e con una resistenza ferro-idrogeno. La tensione disponibile ai capi della valvola stabilizzatrice ha una forma trapezoidale con punte di tensione di 140 V prima dell'innesco ed un valore costante di 100 V per circa il 78 % del ciclo. La tensione efficace risultante è di circa 85 V.

Fig. 1 - Schema di principio di un generatore di soffio utilizzante il diodo di soffio K81A. Uscita simmettrica a 300 ohm o asimmetrica a 75 ohm.

Il primario del trasformatore per il filamento ha un avvolgimento a 68 V con altre due prese a 75 V e 80 V. Con la resistenza variabile R_5 si ottiene la caduta di tensione da 85 a 68 V. L'avvolgimento secondario ha una presa intermedia ed è calcolato in modo che quando al primario è applicata una tensione di 68 V si ha ai capi del filamento una tensione di 2 V ed una corrente di 2,75 A. Si può quindi prevedere che la tensione ai capi del secondario a carico sia di 2,5 V.

La regolazione di questa tensione si fa con R_5, la corrente anodica non deve superare 20 mA (2 V al filamento).

Utilizzando le altre prese del primario si riduce la tensione al filamento e la corrente anodica a 10 e 5 mA (1,8 e 1,7 V al filamento). Se si vuole sacrificare la stabilità della corrente anodica si può risparmiare lo stabilizzatore e collegare direttamente il primario fra le prese 220 V e 130 V di T_2. La potenza di R_5 e R_6 deve essere abbastanza elevata in modo che il riscaldamento non provochi una variazione del loro valore.

T_2 è il trasformatore di alimentazione *AT*. I secondari sono 100 V, 40 mA per l'anodica e 6,3 V, 0,2 A per una lampada di segnalazione. Il raddrizzatore al selenio dà una tensione di poco meno di 150 V, quando il diodo non è conduttore la tensione è limitata dal bleeder R_7. Il filtraggio è ottenuto con un solo condensatore da 50 μF. La corrente anodica è misurata da un milliamperometro che ha la variazione di sensibilità meccanicamente accoppiata al commutatore delle prese primarie di T_1. I valori di fondo scala sono 20, 10 e 5 mA e la misura si fa quindi nelle condizioni migliori. R_8 serve a portare la resistenza interna del voltmetro a 1000 Ω. Essa deve essere naturalmente molto precisa come pure le resistenze R_9, R_{10} e R_{11} che fissano la sensibilità dello strumento.

Per lo schema del probe non c'è niente di speciale da notare se non le due cellule passa-basso che servono ad eliminare i disturbi provenienti dalla rete. Tutti i condensatori fra filamento e massa mirano ad ottenere un disaccoppiamento completo fino alle frequenze più elevate. L'uscita è a 300 Ω simmetrica. Nell'angolo in basso è rappresentato il circuito nel caso si voglia un'uscita a 75 Ω dissimmetrica. Le resistenze sono doppie per diminuire la loro autoinduzione.

1. - REALIZZAZIONE.

La disposizione degli elementi del raddrizzatore non ha alcuna importanza funzionale. Sulla parte frontale sarà montato un interruttore, la lampada di segnalazione, una manopola per R_6, una manopola con indice per le tre sensibilità 20, 10 e 5 mA e il milliamperometro.

Molta attenzione richiede invece la costruzione del probe. La fig. 2 mostra una possibile realizzazione. La scatola è a tre compartimenti ed è costruita con lamierino di rame o di alluminio.

Si possono fissare prima le pareti con viti e poi fare le saldature. Le pareti anteriori e posteriori saranno fissate per ultime, una verrà saldata e l'altra fissata con piccole viti.

Il tramezzo che separa le camere 1 e 2 ha tre fori, due piccoli per i condensatori passanti C_1 e C_2 e uno più grande per il diodo, esso sarà ovale per permettere di infilare o togliere le valvole inclinandolo. Il tramezzo fra le camere 2 e 3 ha 5 fori, due per i condensatori passanti C_3 e C_4, uno grande per lo zoccolo noval, e due per le viti di fissaggio.

Le due prime bobine di blocco BA_1 e BA_2 si faranno in filo di rame smaltato da 1,2 mm, avvolgendo 15 spire su un mandrino con un diametro di 8-10 mm, esse saranno saldate da una parte alle punte di attacco per l'alimentazione e dall'altra ai condensatori C_1 e C_2, le altre due bobine BA_3 e BA_4 avranno metà spire e collegheranno i condensatori C_1 e C_2 a C_3 e C_4.

Fig. 2. - Costruzione meccanica del prole.

Lo zoccolo noval deve essere montato in modo che i piedini del filamento stiano dalla parte di C_3 e C_4. Con un ponticello si collegherà su due punti del tramezzo lo schermo centrale del diodo.

Collegare il condensatore C_3 al piedino 2 e C_4 al piedino 8. Collegare il piedino 1 allo schermo centrale con un condensatore a pastiglia da 500 pF (C_5); fare lo stesso con C_6 e il piedino S.

Saldare insieme i piedini 1, 2 e 3. Fare lo stesso con i condensatori C_7 e C_8 e i piedini 7, 8 e 9. Collegare i piedini 3 e 6 ciascuna con una resistenza di 300 Ω (R_1, R_2) alla più vicina spira di uscita. Saldare insieme i piedini 4,5 e 6. Collegare l'altra spina di uscita allo schermo centrale con due resistenze da 300 Ω (R_3, R_4) ed un condensatore a perla da 2,2 pF (C_9).

Affinchè le autoinduzioni siano minime si devono fare dei collegamenti molto brevi e per la stessa ragione le resistenze saranno del tipo antiinduttivo a strato di carbone.

2. - REGOLAZIONI.

Dopo aver controllato il montaggio, portare il commutatore in posizione 20 mA e le resistenze R_5 e R_6 al massimo, chiudere l'interruttore. La corrente indicata dallo strumento sarà quasi nulla. Portando a zero R_6 la corrente deve restare piccola. Ridurre allora R_5 fino a portare la corrente a 20 mA. Fissare R_5 in questa posizione.

La precisione dello strumento dipende dalla cura con cui è stato costruito. Si possono fare delle misure precise fino a 100 MHz e fino a 200 MHz o più ammettendo una certa percentuale di errore. A questa frequenza la capacità anodo massa cortocircuita una parte della tensione di soffio. Questo effetto si può compensare collegando fra i morsetti di uscita una bobina che formi con quella capacità un circuito accordato per la frequenza alla quale si fa la misura.

Infine nel caso si debba provare un ricevitore con entrata asimmetrica (60-75 Ω) e uscita simmetrica (300 Ω) o viceversa è sufficiente intercalare fra generatore di soffio e ricevitore un trasformatore di adattamento a larga banda.

(dott. ing. Giuseppe Baldan)

(*) Suggestions pour la Construction d'un Générateur de Souffle, *La Radio Revue*, gennaio 1957, 9, 1, pag. 41.

TABELLA I

Fattore di soffio e corrente del diodo per una resistenza di carico di 300 Ω

F unità	F [dB]	I_a [mA]	F unità	F [dB]	I_a [mA]
120	20,8	20	10	10	1,66
100	20	16,6	8	9	1,33
80	19	13,3	6,3	8	1,05
63	18	10,5	5	7	0,84
50	17	8,35	4	6	0,67
40	16	6,7	3	5	0,53
31,6	15	5,35	2,5	4	0,42
25,1	14	4,2	2	3	0,33
20	13	3,3	1,5	2	0,27
15,8	12	2,7	1,25	1	0,21
12,6	11	2,1	1	0	0,17

TABELLA II

Fattore di soffio e corrente del diodo per una resistenza di carico di 75 Ω

F unità	F [dB]	I_a [mA]	F unità	F [dB]	I_a [mA]
30	14,8	20	5	7	3,3
25,1	14	16,6	4	6	2,7
20	13	13,35	3	5	2,1
15,8	12	10,5	2,5	4	1,67
12,6	11	8,4	2	3	1,33
10	10	6,7	1,5	2	1,05
8	9	5,35	1,25	1	0,84
6,3	8	4,2	1	0	0,67

Rispetto alla tabella precedente per la stessa corrente, F va diviso per 4 o diminuito di 6 dB.

Circuito per il Controllo della Definizione dei Contorni

CREDIAMO che questo sia il primo televisore commerciale in cui viene utilizzato un procedimento di compensazione differenziale per migliorare la rapidità di transizione del segnale video.

Lo schema rappresenta la parte video del ricevitore Weltspiegel 643 Schaub-Lorenz. Il segnale video ottenuto per rivelazione del segnale MF viene applicato al triodo della PCF82 montato in catodina. La tensione è regolata da un potenziometro da 1 kΩ che comanda il contrasto. Questa tensione viene poi applicata al pentodo di uscita PL83 nel modo classico con un diodo che fissa il livello del nero. Le componenti ad alta frequenza sono anche applicate al pentodo della PCF82. La sua amplificazione è regolata agendo sulla sua polarizzazione (potenziometro da 50 kΩ che regola la definizione dei contorni). Esso funziona da amplificatore invertitore.

La differenziazione è fatta all'uscita con il circuito *RC* di accoppiamento alla griglia della valvola d'uscita in cui avviene la mescolazione con il segnale da migliorare. La correzione ha due limitazioni: da una parte se si va troppo avanti si può ottenere una sovraoscillazione e dall'altra si accresce anche la nitidezza della neve il che può disturbare. Quindi solo se il segnale utile ricevuto ha un'ampiezza sufficiente si potrà spingere la regolazione del contorno ad un valore ottimo. Con un segnale sifficientemente puro il miglioramento può essere sorprendente. Naturalmente il sistema non può creare dei dettagli che non esistono ma può definire bene anche quelli molto attenuati.

È da segnalare in questo ricevitore anche il circuito di blanking. Gli impulsi di ritorno del trasformatore di uscita linea (avvolgimento separato), vengono applicati in polarità positiva al catodo della valvola d'uscita video attraverso una resistenza che forma con quella catodica un partitore di tensione. Perciò durante il ritorno di riga la polarizzazione della valvola è aumentata di molto, la tensione anodica sale a valori molto elevati e lo stesso capita al catodo del cinescopio che pertanto risulta bloccato.

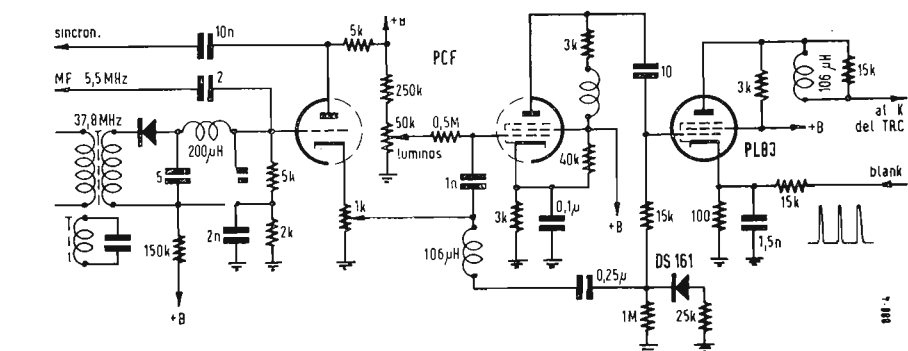



Fig. 1. - Schema elettrico del circuito di regolazione della definizione dei contorni nel ricevitore di TV, Weltspiegel Schaub-Lorenz.

Questo ricevitore possiede anche altre particolarità: un sistema di formazione del dente di sega per quadro a tensione scorrente; un comando che rende il campo di trascinamento della sincronizzazione di linea molto più stretto di quanto non sia normalmente ciò che permette di procedere ad una regolazione molto precisa della frequenza propria del rilassatore di linea; un cinescopio a concentrazione elettrostatica.

(G. Ba.)

Alimentatori di Potenza Stabilizzati *

SCOPO di questo articolo è quello di indicare al progettista ciò che è determinante nelle caratteristiche di progetto degli alimentatori di potenza stabilizzati e cioè, primo: ciò che si desidera di ottenere; secondo: se ciò è

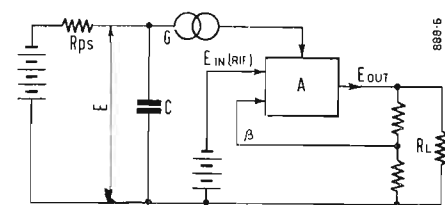



Fig. 1. - Schema di principio del regolatore elettronico.

possibile; terzo: come ciò può essere raggiunto.

Inoltre l'articolo si rivolge particolarmente agli alimentatori stabilizzati che sono impiegati in apparecchiature elettroniche impulsive tali quali radar e le calcolatrici elettroniche.

In genere tali alimentatori devono soddisfare alle seguenti caratteristiche: 1) Costanza della tensione di uscita al variare della tensione di alimentazione, della corrente nel carico e nel tempo. 2) Bassa tensione alternata residua. 3) Buona risposta ai transitori. 4) Bassa impedenza di uscita.

La prima caratteristica è legata al tipo di apparecchiatura che è alimentata;

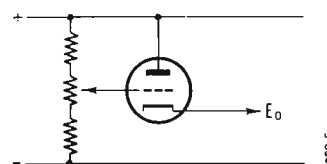



Fig. 2. - Regolatore a cathode follower

infatti nei circuiti accoppiati per l'alternata una variazione di una apprezzabile frazione di un volt nell'alimentazione non è importante, mentre invece nei circuiti accoppiati per la continua ciò può essere intollerabile.

La seconda, bassa ondulazione, è confusa da molti con la terza. L'ondulazione è definita come una tensione alternata legata armonicamente alla frequenza della rete che è sovrapposta alla tensione continua di uscita dall'alimentatore.

(*) HYDER, H R., Power Supply Regulator Design, *Electronic Industries*, gennaio 1957: 16, 1, pag. 62.

La terza caratteristica è molto importante nell'alimentazione di apparecchiature impulsive. Un semplice oscillatore bloccato avente una corrente di placca media di 1 mA può avere una corrente di picco di alcune centinaia di mA. L'alimentatore deve essere in grado di fornire tale picco di corrente senza che la sua tensione all'uscita vari apprezzabilmente.

La quarta caratteristica è in realtà una combinazione delle prime tre.

1. - ALIMENTATORI REGOLATI DI POTENZA.

Un regolatore è un amplificatore di potenza accoppiato direttamente con una reazione negativa ed una analisi riferita ad un tale amplificatore può

Fig. 3. - Schema pratico di regolatore a due stadi.

essere, egualmente bene applicata, ad un regolatore.

La tensione di riferimento è il segnale di ingresso; il segnale all'uscita è la tensione continua del regolatore. Il suo guadagno è il rapporto fra i due. Così se la tensione di riferimento è di 87 volt per un tubo del tipo 5651 e la tensione di uscita di alimentazione è di 300 volt, il guadagno è allora di 3,45. Questo è il guadagno a circuito chiuso. Il fattore di controreazione è la frazione della tensione di uscita che è fornita alla griglia del regolatore ed è esattamente:

$$-\beta = \frac{A - A'}{A\,A'} \qquad [1]$$

dove A è il guadagno del regolatore senza controreazione e A' con controreazione.

2. - SEMPLICI CIRCUITI.

Il circuito base utilizzato nei regolatori è il trasferitore catodico. Nei più comuni circuiti di regolatori il « cathode follower » è preceduto da uno stadio di amplificazione costituito da un pentodo. Se progettato correttamente questo circuito è capace di fornire ottime prestazioni circa la stabilità rispetto le variazioni della linea e del carico (tensione e corrente). Esso si comporta bene anche nei riguardi dei transitori, mentre soffre di deriva nel tempo poichè i pentodi a questo riguardo non sono ottimi.

Onde illustrare il procedimento di calcolo esaminiamo un tipico alimentatore che fornisca 250 V c.c. e 200 mA. Dobbiamo analizzare 3 condizioni: la condizione per la continua, quella per basse frequenze dell'alternata e quella per le alte frequenze sempre in alternata.

Scegliendo come tubo « cathode follower » il tipo 6AS7G o il 6080 la scelta è buona. Dalle curve di tale tubo si nota che esso può funzionare con una tensione $E_b = 125$ V e $I_p = 0{,}1$ A per sezione. Per tali condizioni di funzionamento si ha: $\mu = 2$, $r_p = 280\ \Omega$, $G_m = 7000$ e $E_{c1} = -55$ V.

Impiegando ambedue le sezioni in parallelo si può pensare di utilizzare un tubo avente le seguenti caratteristiche: $G_m = 1.400$ e $r_p = 140\ \Omega$. Il primo passo è quello di progettare la sezione filtro-rettificatore. Esso deve ovviamente generare 375 V e 220 mA. I 20 mA in più servono per i due tubi a gas V_3 e V_4 (fig. 3).

La 6AS7G, quale cathode follower, ha un guadagno di:

$$A' = \frac{\mu\, R_k}{(\mu+1)\, R_k + r_p} = \qquad [2]$$

$$= \frac{2 \cdot 1250}{(2+1)\,1250+890} = 0{,}55$$

essendo R_k la resistenza di carico.

(In questo caso $\frac{V_{cc}\ uscita}{I_{cc}\ uscita}$).

Il « cathode follower » è preceduto

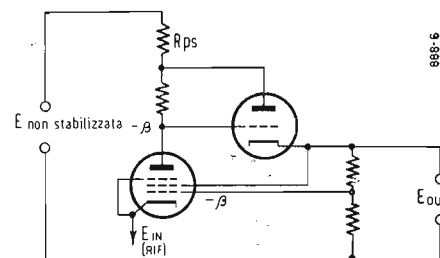



Fig. 4. - Regolatore a due stadi con reazione negativa sussidiaria.

dal pentodo 6AU6 dove $R_L = 180000\ \Omega$ e con le tensioni di placca e griglia schermo indicate si ha $I_p = 1$ mA, $E_{c2} \approx 150$ volt, $E_B \approx 100$ V, $E_{c1} = -4$ V, $G_m \approx 1000$ che sono ricavate dalle caratteristiche del tubo.

Il guadagno di questo stadio è quindi

$$A = G_m\, R_L$$
$$A = 180$$

Il guadagno totale (A) di ambedue gli stadi senza controreazione è quindi (180) · (0,55) = 99. Il guadagno con controreazione (A') è 250/86 = 2,9. La tensione di 86 volt è quella del tubo di riferimento 5651 che si trova sul catodo della 6AU6. La 6AU6 è in realtà un amplificatore differenziale, avente il segnale sul catodo e la tensione di controreazione sulla griglia. Poichè la 5651 ha un'impedenza trascurabile per piccole variazioni di corrente non vi è degenerazione sul catodo e quindi il guadagno sul catodo è il medesimo di quello in griglia.

La presa sul partitore resistivo della tensione di uscita alla quale è connessa la griglia pilota della 6AU6 è 86—4 V ovvero 82 V. Da ciò deriva β, il fattore di controreazione che vale quindi 82/250 ovvero 0,328.

Conosciamo ora il guadagno senza controreazione, con controreazione ed il fattore di controreazione, avremo quindi:

$$R_o = \frac{r_p}{1 - \beta\, A_1\, \mu} \qquad [3]$$

ove:

r_p = la resistenza di placca dello stadio di uscita;

A_1 = guadagno alla griglia dello stadio di uscita;

μ = μ dello stadio di uscita.

quindi:

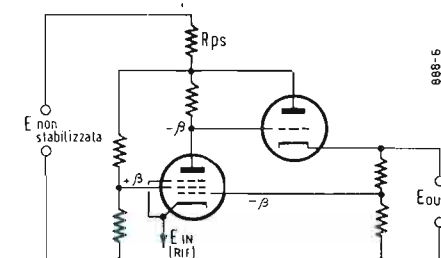



Fig. 5. - Regolatore con reazione positiva e reazione sussidiaria negativa.

$$R_o = \frac{890^*}{1 - (-0{,}328)\,(180)\,(2)} =$$

$$= 7{,}48\ \Omega \qquad *\ 140+750\ \Omega$$

Le variazioni della tensione in uscita rispetto alle variazioni della tensione della linea saranno diminuite dal fattore $\frac{R_o}{r_p + R_o}$.

Una variazione del 10 % della tensione all'ingresso produce una variazione della tensione all'uscita inferiore del 0,1 % non tenendo conto delle variazioni delle caratteristiche dei tubi dovute ad una variazione del 10 % della tensione dei filamenti.

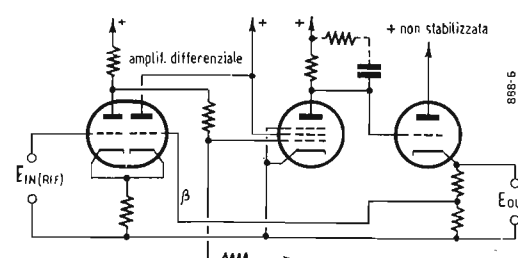



Fig. 6. - Regolatore a tre stadi.

Per la condizione di tensione alternata a bassa frequenza si deve tener conto che la resistenza R_{ps} non è da considerare e β diviene unitario a causa della presenza del condensatore C. L'impedenza di uscita diviene in tale caso

$$R_o = \frac{r_p}{1 - \beta\, A_1\, \mu} =$$

$$= \frac{140}{1 - (-1)\,(180)\,(2)} =$$

$$= 0{,}388\ \Omega.$$

Quindi ogni residuo di alternata che appare all'ingresso del regolatore risulta diminuito del fattore $\frac{0{,}388}{140{,}388}$ ovvero 0,0028. Se invece del triodo 6AS7G impieghiamo due pentodi in parallelo del tipo 6L6 allora l'impedenza di uscita sarà:

$$R_o = \frac{12000}{1 - (-1)\,(180)\,(190)} = 0{,}35\Omega$$

ed il fattore di riduzione dell'ondulazione è $\frac{0{,}35}{12.000{,}35}$ o approssimativamente 0,00003, ma solamente se tali tubi funzionano veramente come pentodi.

Per il caso della tensione alternata ed elevata frequenza l'effettiva impedenza di uscita, per la gamma di frequenze che interessano, è assai importante. Essa è riferita alla caratteristica guadagno-larghezza di banda dell'amplificatore. La tecnica è la medesima di quella usata per il progetto di un qualsiasi amplificatore a larga banda controreazionato tranne una particolarità. Se noi dimensioniamo un amplificatore per un ampio responso di banda peggioriamo la stabilità per la continua a causa della bassa resistenza di placca che deve ovviamente essere impiegata. Un regolatore il quale abbia un guadagno elevato dalla continua alle frequenze elevate sarebbe piuttosto complicato ed in molti casi non giustificato.

La 6AU6 è pilotata da due tubi regolatori a gas. È più comune il portare l'estremo freddo della resistenza di placca della 6AU6 alla placca del « cathode follower » di uscita. Per la componente alternata della tensione non si hanno mutamenti nell'analisi, ma per la continua la presenza della R_{ps}, che è comune ai due stadi, introduce degenerazione e riduce il guadagno (fig. 4).

Il guadagno in continua può essere considerevolmente aumentato introducendo un circuito di controreazione positiva. Ciò si ottiene facilmente prelevando la tensione per la griglia schermo della 6AU6, mediante un partitore resistivo della placca del « cathode follower » (fig. 5).

In qualsiasi caso essa può essere portata al punto dove l'impedenza di uscita del regolatore è nulla o negativa.

3. - CIRCUITI PIU' COMPLESSI.

Se si richiedono delle prestazioni superiori a quelle fornite da un semplice due stadi l'unica soluzione possibile è quella di aumentare il guadagno. Sfortunatamente un addizionale stadio produce un inversione di fase e sarebbe difficile quindi da usarsi. Il miglior circuito da impiegarsi è l'amplificatore differenziale rappresentato in fig. 6.

Esso può impiegare sia triodi che pentodi. Mentre è improbabile che un amplificatore controreazionato a due stadi possa oscillare, quello a 3 stadi lo può fare. Le oscillazioni saranno ad alta frequenza poichè la configurazione ad accoppiamento diretto non produce instabilità di bassa frequenza.

dott. ing. Giuseppe Rebora

Inserzione dei Tweeters Elettrostatici

È NOTO che i tweeters attuali (asimmetrici) per funzionare correttamente devono essere polarizzati con una tensione continua superiore al massimo valore di punta del segnale applicato ed essere sollecitato da frequenze abbastanza elevate in modo che lo spostamento della membrana sia minimo rispetto alla distanza degli elettrodi.

Poichè è la differenza di potenziale che provoca l'attrazione, senza polarizzazione si avrebbe l'attrazione sia con le semionde positive che con quelle negative e la membrana ritornerebbe a riposo quando la tensione si annulla, si otterrebbe cioè un raddoppiamento della frequenza. Con la polarizzazione c'è invece sempre attrazione: massima con le onde della stessa polarità minima con le onde di polarità opposta.

In pratica i tweeters attuali funzionano bene solo al di sopra dei 6 kHz. È quindi necessario applicare il segnale attraverso un filtro passa alto e le frequenze al di sotto dei 6 kHz saranno riprodotte senza difficoltà da un altoparlante elettrodinamico. Un'altra ragione di eliminare le frequenze basse e medie nel caso di polarizzazione con l'alta tensione ben filtrata dello stadio finale è che così si riduce la tensione di cresta del segnale aumentando le componenti la cui ampiezza è maggiore. In queste condizioni è raro che la tensione di polarizzazione sia insufficiente.

Se però si teme che non sia così si potrebbe ridurre il valore del condensatore di accoppiamento all'altoparlante elettrostatico in modo da formare con la sua capacità (500-2000 pF) un partitore di tensione capacitivo.

Gli schemi della figura riportata mostrano diversi tipi di inserzione con stadi di uscita simmetrici e no. Nella figura *a*) il filtro si riduce ad una semplice cellula passa-alto del tipo RC che introduce una attenuazione di 6 dB per ottava a partire da metà della frequenza caratteristica che con i valori indicati vale circa 3000 Hz. L'attenuazione è di 3 dB, a 1500 Hz l'attenuazione è di 1 dB cioè trascurabile. Per ottenere un effetto maggiore si può raddoppiare la cellula passa-basso con che si raddoppiano anche le attenuazioni o utilizzare un filtro *LC* come nella fig. *b*) che dà pressapoco gli stessi risultati.

L'induttanza della bobina è di 45 mH.

La fig. *c*) indica il circuito corrispondente al caso *a*) con uscita in push-pull. Per non distruggere la simmetria del push-pull la seconda placca viene caricata con una cellula RC identica. Gli elementi tratteggiati sono quelli che si aggiungono nel caso di ricevitori a più altoparlanti statici (3D).

La fig. *d*) è la corrispondente della *b*) nel caso del push-pull. Come si vede il circuito resta simmetrico anche montando un solo tweeter. Quando si desidera montare due altoparlanti statici non si metteranno in parallelo ma si monteranno come nella fig. *e*).

(G. Ba)

a)

b)

c)

d)

e)

Generatore ad Altissima Tensione Stabilizzata*

NONOSTANTE che i generatori ad alta tensione sinusoidali non siano più usati nei televisori essi hanno conservato una grande importanza in altri campi.

Nel generatore della figura la stabilizzazione è basata sul fatto che i condensatori al titanato di bario hanno la capacità dipendente dalla tensione continua loro applicata. Con una variazione della polarizzazione di 250 V si può variare la loro capacità dal + 50 % al — 30 %.

Per ottenere l'alta tensione si impiega un trasformatore con il primario formato da poche spire, accordato con un condensatore di qualche centinaio di pF, e con il secondario con molte spire, accordato con la capacità propria. La tensione è massima quando la frequenza di oscillazione fissata dalla frequenza di risonanza del primario coincide con quella del secondario. Quindi, modificando l'accordo del primario, è possibile variare la tensione disponibile al secondario. Ciò viene fatto automaticamente nel circuito della figura che, a parte questo particolare, è del tipo classico.

(*) Source de T. H. T. Stabilisée, *La Radio Revue*, febbraio 1957, 9, 2, pag. 120.

Il circuito L_1 è accordato con i due condensatori C_t al titanato di bario collegati in serie. Il loro punto intermedio è collegato ad un partitore di tensione montato sull'alta tensione. I condensatori sono quindi sottoposti ad una tensione continua uguale alla somma algebrica di una parte della tensione di uscita e della tensione anodica. La tensione alternata applicata al raddrizzatore è massima quando la frequenza di risonanza del circuito L_1 C_t è uguale a quella del circuito L_3 più capacità propria.

Una variazione della tensione di uscita provoca una variazione della frequenza di L_1 C_t e quindi una nuova variazione della tensione di uscita. Il circuito L_1 C_t può essere regolato in modo che una diminuzione della tensione di uscita si traduca in un miglioramento dell'accordo e quindi in una compensazione.

Le migliori condizioni si ottengono disaccordando il circuito nel senso di una capacità più bassa e utilizzando una tensione di comando superiore all'anodica. Il rapporto di regolazione, inteso come rapporto fra la variazione percentuale della tensione di alimentazione e quella della tensione di uscita è uguale a 2,5.

Se invece si tien conto della variazione di tensione dovuta ad una variazione del carico, i risultati sono leggermente migliori se si ricorre ad una capacità più alta. L'influenza di una variazione della tensione di filamento da 5,8 a 7,5 V è praticamente trascurabile.

Questo generatore va quindi bene per tutti quei casi in cui il carico è piccolo ma la tensione deve essere precisa e indipendente da quella della rete.

(G.Ba.)

piccoli annunci

a colloquio coi lettori

Il gruppo RF

Nell'anno 1950 ha fatto la sua apparizione il circuito cosidetto « cascode » ed in breve tempo è stato adottato dalla quasi totalità dei costruttori di televisori.

Effettivamente il circuito cascode, nei raffronti della tecnica di quell'epoca, rappresentava un netto miglioramento sui circuiti classici impiegati per l'amplificazione in alta frequenza.

Anche nei rispetti del triodo con griglia a massa, nonostante tutti i vantaggi offerti da questo circuito, venne preferito perchè mancavano le valvole adatte ad alta pendenza.

Per queste ed altre ragioni, non esclusa la « moda » che anche nella tecnica costruttiva dei radioricevitori e televisori ha sovente un innegabile peso, il « cascode » ha trionfato sino ad oggi con dominio praticamente incontrastato, nonostante i molteplici difetti insiti nel circuito stesso.

Infatti il « cascode » funziona bene a condizione che le due valvole disposte in serie come circuito anodico c.c., siano ugualmente caricate dinamicamente. Se ciò non si verifica ed una di essa presenta una resistenza interna dinamica inferiore o superiore all'altra, quella a resistenza interna più elevata, dato che la corrente anodica è necessariamente identica per entrambe in corrispondenza ad una tensione anodica unuca, fa « cadere » una maggiore tensione anodica, lasciando all'altra valvola una tensione insufficiente, pari comunque alla differenza fra l'anodica totale e quella ai capi della prima valvola.

In tali condizioni di squilibrio del regime di funzionamento delle due valvole, l'efficienza del circuito « cascode » si riduce grandemente. Infatti una valvola viene a trovarsi sovra-alimentata con manifesta tendenza ad autoscillazioni e soffio, mentre l'altra sottoalimentata e fuori « caratteristica » fornisce una amplificazione irrisoria.

Ma ciò che ci preme di porre in evidenza, è che tale condizione di sregolazione, è purtroppo molto più frequente di quanto non si creda.

Anzi, teoricamente parlando, il perfetto equilibrio di funzionamento del « cascode » esiste, per una data regolazione di messa a punto, solo per una determinata eccitazione della valvola d'ingresso e cioè per un determinato valore di microvolt ai morsetti d'antenna.

In pratica le cose si accomodano in una sorta di compromesso elastico fra l'efficienza delle due valvole, del cascode: ma permane sempre l'eventualità di un cambiamento delle caratteristiche funzionali di una o di entrambe le valvole, vuoi per alterazione di qualche componente circuitale (resistori o capacità), vuoi per diminuzione di emissione del catodo (causa questa frequentissima).

Anche la sola sostituzione della valvola doppia del « cascode » può alterare l'equilibrio del sistema con conseguente forte diminuzione di efficienza globale.

Per i suddetti motivi di criticità ed instabilità di funzionamento, il circuito « cascode » ha perso molto favore in questi ultimi tempi, mentre si è andato riaffermando sotto una migliore disponibilità di valvole adatte allo scopo, il classico triodo amplificatore con griglia a massa (« grid-grounded »).

I vantaggi offerti da questo amplificatore sono innegabili e molteplici: anzitutto presenta un ingresso « catodico » a bassa impedenza (60 ÷ 100 Ω) assolutamente costante entro tutta la gamma dei canali TV, ciò che facilita grandemente l'adattamento con la linea di discesa d'antenna eliminando i noti inconvenienti del caso.

Naturalmente desiderando un ingresso al televisore di 300 ohm simmetrici occorrerà interporre un adatto trasformatore bilanciatore (balun).

Lo stadio amplificatore con griglia a massa, non necessita di alcuna neutralizzazione, è stabilissimo ed introduce un basso rumore di fondo (inferiore a quello del « cascode »): è perciò possibile spingere l'amplificazione con banda larga senza incorrere in « neve » apprezzabile sull'immagine, in ricezioni con campo debole.

L'unico inconveniente presentato sin qui dall'amplificatore con griglia a massa era il suo scarso guadagno; inconveniente però ormai superato dai recenti tipi di triodi ad alta pendenza sia di tipo europeo che di tipo americano.

Oggi un gruppo ad alta frequenza con amplificatore con griglia a massa, ben progettato e realizzato, fornisce un'amplificazione pari ad un « cascode » ben equilibrato, con un rumore di fondo di circa la metà di quest'ultimo. È però totalmente esente dai frequentissimi rischi di sregolazioni ed instabilità presentati dal « cascode ».

Circa la parte meccanica del selettore di canali, si nota una netta tendenza a ridurre quanto più possibile, le dimensioni.

Tale tendenza è facilitata dall'adozione di commutatori piani a ciambella con bobinette fisse ad essi saldate; ciò consente una notevole riduzione di spazio. Il commutatore multiplo a tamburo rotante è oggi un po' in ribasso in America: occorre però notare che tale commutatore a tamburo si è però manifestato di grande utilità nell'attuale situazione « fluida » della TV italiana ove sono stati recentemente introdotti nuovi canali, rendendo la modifica del televisore facile e rapida.

A. Banfi

Interferenze TV

Mi rivolgo pregandovi di volermi comunicare i dati costruttivi, ed il relativo procedimento di messa a punto di un filtro capace di eliminare l'interferenza provocata dal mio trasmettitore sul canale televisivo di Torino. (Frequenza 14 MHz, *potenza* 150 W, *cavo di alimentazione* 52 Ω)

Ella non chiarisce se intende eliminare l'interferenza agendo sul suo trasmettitore o sul televisore.

Nel primo caso le consigliamo l'inserzione fra l'uscita del trasmettitore e l'inizio della linea in cavo a 72 ohm, di un circuito reiettore costituito da un induttanza ed una capacità in parallelo, sintonizzato sulla frequenza della portante video del 2° canale (82,25 MHz).

Bobina di 2 spire di filo di rame di 3 ÷ 4 mm, avente un diametro di circa 15 mm, condensatore costituito da due piastre (una fissa ed una mobile di circa 2 cmq di superficie affacciata distanza 5 mm.)

Tale circuito dovrà essere ben isolato e racchiuso in una scatola schermante metallica con distanza dalle pareti di almeno 60 ÷ 70 mm. Il cavo di 72 ohm penetrerà nella scatola da due fori opposti.

Naturalmente occorrerà procedere ad una accurata taratura.

Se invece si tratta di proteggere il televisore, occorrerà inserire alla discesa dell'antenna, prima del morsetto d'ingresso del televisore stesso, un filtro analogo ma sintonizzato sulla frequenza di 14 MHz del suo trasmettitore.

(A. Ba.)

SCHEMA ELETTRICO DEL RADIORICEVITORF AM-FM, GELOSO, MOD. G350 e G360

TELEVISORE STOCK RADIO

Modello 17015

SCHEMA ELETTRICO DEL RICEVITORE PER TV, STOCK RADIO, MOD. 17015

Tavola allegata al fascicolo n. 3 - Marzo 1957

EDITRICE "IL ROSTRO,,
VIA SENATO, 28 - TEL. 702908 - 798230

ing. F. Simonini e C. Bellini

un libro di successo > **le antenne**

Volume di pagg. XII-364, con 189 figure, 31 grafici, 42 esercizi e 15 tabelle. Formato: 15,5x21 cm con sopracoperta a colori L. 3.000

Valvole Philips Fivre
R.C.A. Telefunken ecc.
tubi TV Dumont Philips Fivre ecc.
altoparlanti tutti i tipi
parti di rocambio radio e t.v.
strumenti di misura
troverete presso:

la Radio Argentina

che vanta 27 anni di attività; la più vecchia azienda della Capitale, via Torre Argentina, 47 - telef. 565.989

sconti massimi

immediata spedizione della merce all'ordine

interpellateci!

Rag. FRANCESCO FANELLI

Via Cassiodoro, 3 - MILANO - Telefono 383.443

• Fili rame isolati in seta • Fili rame isolati in nylon • Fili rame smaltati oleoresinosi • Fili rame smaltati autosaldanti capillari da 004 mm a 0,20 • Cordine litz per tutte le applicazioni elettroniche

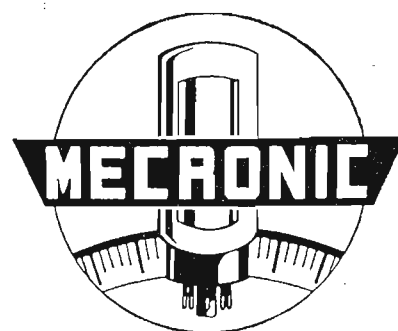
---

OSCILLATORE MODULATO

Mod. 45|S

Adatto per il servizio Radio - F.M. e Televisione

CARATTERISTICHE

Portata R.F.: da 150 kHz a 225 MHz in sette gamme.
Precisione di lettura: 0,5 %.
Modulazione di ampiezza interna: circa il 30 % a 400, 800 e 1000 Hz.
Modulazione di ampiezza esterna: con caratteristica lineare per segnali compresi fra 50 Hz e 10 kHz. Per modulare al 30 % occorrono circa 15 volt.
Tensione di uscita R.F.: Regolabile con continuità da circa 0,05 volt a zero tramite attenuatore a decadi ed attenuatore continuo.
Impedenza di uscita R.F.: 73 ohm.
Fughe a R.F.: Il campo dovuto a fughe a R.F., non può essere rivelato dai più sensibili normali ricevitori e può raggiungere qualche microvolt in corrispondenza di frequenze oltre i 100 MHz.
Alimentazione: in c. a. con cambio tensione regolabile fra 110 volt e 280 volt.
Valvole usate: 1 12AT7.
Dimensioni: 310 x 190 x 110 mm.

MECRONIC S.R.L. - **FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO**

MILANO - Via G. JAN 5 - Tel. 221.617

GIACOM & MACCIONE

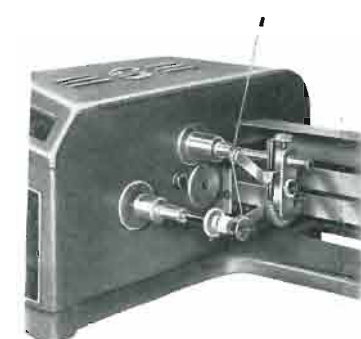
MILANO
Via Monferrato 11
Telefono 434.844

Avvolgitrice "SINCROFIL,,

lineare tipo "A,,

Le avvolgitrici "SINCROFIL,, sono munite di **automatismo elettromagnetico** per l'inversione e la regolazione della marcia del carrello guidafilo. Tale sistema elimina tutti gli inconvenienti che si riscontrano nei complessi meccanici, ormai sorpassati.
Comando manuale a pulsante e automatico a mezzo del carrello inversione di marcia istantanea, indipendente dal rotismo della macchina.
Tutte le parti del sistema: **Prisma guida - Sfere - Superficie di contatto del carrello sono temperate elettronicamente e rettificate.**
Esecuzioni nei seguenti tipi: **Lineari semplici - Multiple** (da 2 a 6 guida fili per lavorazioni di serie) **ed a nido d'ape.**

Avvolgitrice "SINCROFIL,,

lineare ed a nido d'ape - tipo "D,,

Possiede tutte le caratteristiche del tipo A ed è munita di apposito dispositivo **Ape** che permette l'esecuzione di bobina a nido d'ape a 1/2 - 1 e doppio incrocio, con larghezza da 2,5 a 12 mm.

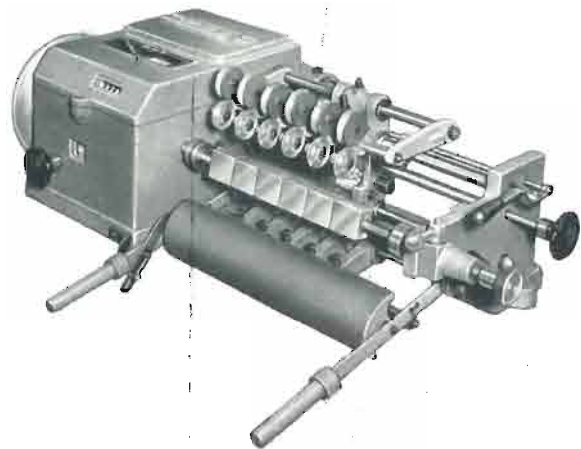
La **"SINCROFIL,,** è un'avvolgitrice di alta classe silenziosa, veloce, precisa, solida e di massimo rendimento.

VISITATECI ALLA XXXVa FIERA DI MILANO
Padiglione Elettrotecnica e Elettronica
POSTEGGIO N. 33225

R. M. T.

VIA PLANA, 5 - **TORINO** - TELEF. 885.163

BOBINATRICE tipo UW / 330 - T.

Per fili da mm. 0,06 a mm. 0,8 - diam. max. d'avv. mm. 120 × 330 di lunghezza - per il bobinaggio multiplo di più bobine contemporaneamente

Riduce i vostri tempi di lavorazione - Garanzia assoluta di massima precisione nella produzione - Semplicità di manovra - Alte velocità di lavorazione - Otterrete un miglior prodotto

KRYLON INC. PHILADELPHIA, U. S. A.

Il KRYLON TV, applicato con lo spruzzo a tutte le connessioni di Alta Tensione (bobine, zoccoli, isolanti del raddrizzatore, trasformatore, ecc.), previene l'effetto **corona**, frequente causa di **rigature** e **sfioccamenti** sullo schermo TV. L'applicazione del KRYLON TV elimina pure la formazione di **archi oscuri** causati dall'umidità.

Assicurate il massimo rendimento e più lunga durata agli impianti televisivi con soluzione acrilica ***KRYLON TV***

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 30.580

TRIO SIMPLEX

NOVA

APPARECCHI DI COMUNICAZIONE AD ALTA VOCE

Novate Milanese - MILANO - Tel. 970.861/970.802

L'apparecchio TRIO SIMPLEX consente di eseguire un impianto con un apparecchio principale (L. 25.000) e uno, due, o tre apparecchi secondari. Questi ultimi possono essere o del tipo normale, quindi con risposta automatica SO (cad. 9.000) o del tipo riservato quindi con risposta a comando SO/B (cad. L. 10.300). La chiamata da parte del secondario è effettuata alla voce. Il trio Simplex combinazione è composto di due apparecchi (1 principale e 1 secondario) e di 15 metri di cavo. - Costa **L. 34.000**

La Nova produce pure gli apparecchi TRIO K per l'esecuzione di impianti complessi e di chiamata persone. E' fornitrice della Marina da guerra Italiana.

CHIEDETECI INFORMAZIONI - PROSPETTI - PREVENTIVI

APPARECCHIO SECONDARIO

APPARECCHIO PRINCIPALE

A / STARS di ENZO NICOLA

TELEVISORI PRODUZ. PROPRIA
e delle migliori marche
nazionali ed estere

Scatola montaggio ASTARS a 17 e 21 pollici con particolari PHILIPS E GELOSO

Gruppo a sei canali per le frequenze italiane di tipo «Sinto-sei»

Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni

Parti staccate per televisione - MF - trasmettitori, ecc.

«Rappresentanza con deposito esclusivo per il Piemonte dei condensatori C.R.E.A.S.»

A / STARS Via Barbaroux, 9 - **TORINO** Tel. 49.507 / Tel. 49.974

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. GAMBA

ESPORTAZIONE IN TUTTA EUROPA ED IN U.S.A. - FORNITORE DELLA «PHILIPS»

Sede: **MILANO** - Via G. DEZZA 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilim.: **MILANO** - Via G. Dezza 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

VORAX RADIO - Viale Piave, 14 - Tel. 79.35.05 - MILANO

Minuterie viterie, pezzi staccati per la Radio e la Televisione - Strumenti di misura

NUOVO TESTER S.O. 114 a 20.000 OHM per Volt
Massima sensibilità - Gran precisione

Strumento a bobina mobile da 50 μA
Arco della scala mm. 100 - Flangia mm. 125 x 100

CAMPI DI MISURA

- V. c. c. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (20.000 Ohm/V.)
- V. c. a. 10 - 50 - 250 - 1000 - 5000 V. (5.000 Ohm/V.)
- A. c. c. 100 micro A. - 10 - 100 - 500 mA.
- Ohm: 2 kOhm - 200 kOhm - 20 Mohm con alimentazione a pile.
- Fino a 400 Mohm con alimentazione esterna da 120 a 160 V. c. a.
- Decibel da —3 a +55.

Dimensioni: mm. 240 x 210 x 90
Peso netto: Kg. 1.750

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4.200 circa

OSCILLATORE MODULATO S.O. 122
preciso, stabile
INDISPENSABILE PER IL RADIORIPARATORE

Modulato a 400 cicli p/s. oppure non modulato - Possibilità di prelevare una tensione a B. F. e di modulazione con tensione esterna - Manopola a demoltiplica da 1 a 6 - Scala a grande raggio - Valvole: oscillatrice-modulatrice 6SN7 più una raddrizzatrice.

GAMME D'ONDA:

A da 147 a 200 KHz		E da 1,4 a 3,5 MHz
B da 200 a 520 KHz		F da 3,5 a 9 MHz
C da 517,5 a 702 KHz		G da 7 a 18 MHz
D da 0,7 a 1,75 MHz		H da 10,5 a 27 MHz

Dimensioni: mm. 240 x 180 x 130
Peso netto: Kg. 4 circa

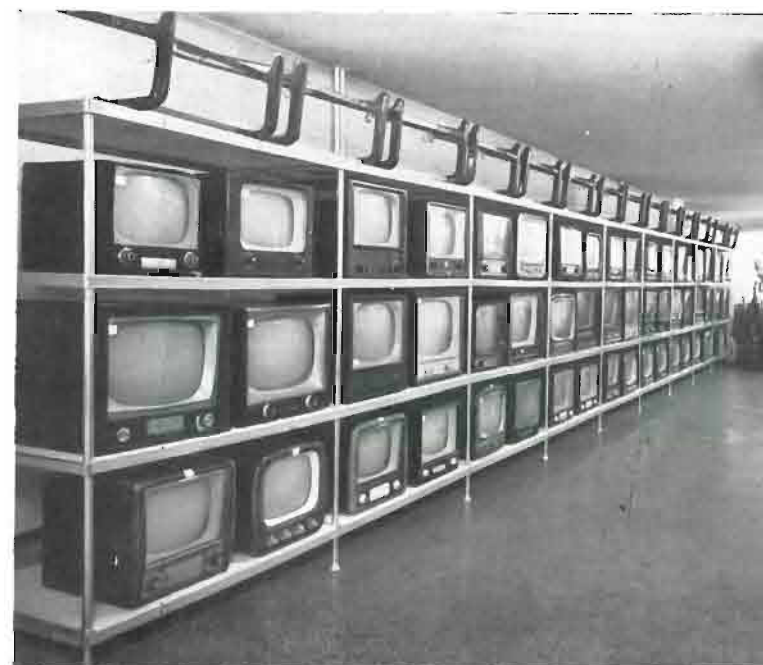
VOLTMETRO a VALVOLA S.O. 300

Voltmetro a c. c.
(impedenza di entrata 11 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Voltmetro a c. a.
(impedenza di entrata 3 Megaohm)
5 - 10 - 100 - 500 - 1000 V

Ohmmetro:
da 0,2 Ohm a 1000 Megaohm in 5 portate diverse.

Lettura a centro scala: 10 - 100 - 1000 - 10.000 Ohm e 10 Megaohm.

Scaffalature metalliche smontabili

Montaggi e smontaggi rapidissimi
Possibilità di modifiche o adattamenti
Linearmente semplici ed eleganti
Inalterabilità e durata illimitata
Elevate caratteristiche meccaniche

Impianti per: Magazzini - Depositi Industriali - Negozi - Uffici - Archivi

CHIEDETE OPUSCOLI

FEAL - Via B. Verro, 90 - MILANO - Telefoni 53.14.01/2/3

Listino provvisorio

Editrice IL ROSTRO

MILANO
Via Senato, 28 - Tel. 702.908 - 798.230

SCHEMARIO TV - 1ª serie 1954	L. 2.500
SCHEMARIO TV - 2ª serie 1955	» 2.500
SCHEMARIO TV - 3ª serie 1956	» 2.500
Ing. F. Simonini & C. Bellini LE ANTENNE	» 3.000
Ing. A. Nicolich LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE	» 3.300
A. V. J. Martin COME SI RIPARA IL TELEVISORE	» 1.300
M. Personali RADIO E TELEVISIONE CON TUBI ELETTRONICI in brossura in tela	 » 2.700 » 3.000
C. Favilla GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI TV	» 1.200
Ing. A. Nicolich LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN	» 500
Ing. G. Mannino Patanè NUMERI COMPLESSI	» 300
Ing. G. Mannino Patanè ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA	» 500
Ing. D. Pellegrino BOBINE PER BASSA FREQUENZA	» 500
G. A. Uglietti I RADDRIZZATORI METALLICI	» 700
E. Aisberg LA TELEVISIONE? E' UNA COSA SEMPLICISSIMA!	» 1.100
O. L. Johansen WORLD RADIO VALVE	» 1.000
G. Termini INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevitori	» 500
A. Contorni COME DEVO USARE IL TELEVISORE	» 200
G. Coppa LA DISTORSIONE NEI RADIORICEVITORI	» 160
P. Soati CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICAZIONI	» 200
P. Soati METEOROLOGIA	» 220
A. Pisciotta TUBI A RAGGI CATODICI	» 450
A. Pisciotta PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EUROPEE	» 1.000
Lund Johansen WORLD RADIO TELEVISION VALVE	» 1.250

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. TIPEZ - V.le G. da Cermenate, 56